

VILNIAUS GEDIMINO TECHNIKOS UNIVERSITETAS

Tadas LIPINSKIS

ŠEŠIŲ FAZIŲ DAŽNIO KEITIKLIO
ĮTAMPOS FORMAVIMAS
MODULIUOJANT ERDVINĮ VEKTORIŲ

DAKTARO DISERTACIJA

TECHNOLOGIJOS MOKSLAI,
ELEKTROS IR ELEKTRONIKOS INŽINERIJA (01T)



LEIDYKLA
Vilnius TECHNIKA 2015

Disertacija rengta 2011–2015 metais Vilniaus Gedimino technikos universitete.

Vadovas

prof. dr. Algirdas BAŠKYS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T).

Vilniaus Gedimino technikos universiteto elektros ir elektronikos inžinerijos mokslo krypties disertacijos gynimo taryba:

Pirmininkas

prof. habil. dr. Romanas MARTAVIČIUS (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T).

Nariai:

doc. dr. Saulius GUDŽIUS (Kauno technologijos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T),

prof. dr. Jurij NOVICKIJ (Vilniaus Gedimino technikos universitetas, elektros ir elektronikos inžinerija – 01T),

prof. dr. Toomas RANG (Talino technologijos universitetas (Estija), elektros ir elektronikos inžinerija – 01T),

dr. Rimantas SIMNIŠKIS (Valstybinis mokslinių tyrimų institutas Fizinių ir technologijos mokslų centras, fizika – 02P).

Disertacija bus ginama viešame Elektros ir elektronikos inžinerijos mokslo krypties disertacijos gynimo tarybos posėdyje **2016 m. sausio 29 d. 9 val.** Vilniaus Gedimino technikos universiteto senato posėdžių salėje.

Adresas: Saulėtekio al. 11, LT-10223 Vilnius, Lietuva.

Tel.: (8 5) 274 4956; faksas (8 5) 270 0112; el. paštas doktor@vgtu.lt

Pranešimai apie numatomą ginti disertaciją išsiųsti 2015 m. gruodžio 28 d.

Disertaciją galima peržiūrėti VGTU talpykloje <http://dspace.vgtu.lt> arba Vilniaus Gedimino technikos universiteto bibliotekoje (Saulėtekio al. 14, LT-10223 Vilnius, Lietuva) ir Valstybinio mokslinių tyrimų instituto Fizinių ir technologijos mokslų centre (Goštauto g. 11, LT-01108 Vilnius, Lietuva).

VGTU leidyklos TECHNIKA 2358-M mokslo literatūros knyga
<http://leidykla.vgtu.lt>

ISBN 978-609-457-876-2

© VGTU leidykla TECHNIKA, 2015

© Tadas Lipinskis, 2015

tadas.lipinskis@vgtu.lt

VILNIUS GEDIMINAS TECHNICAL UNIVERSITY

Tadas LIPINSKIS

FORMATION OF SIX PHASE FREQUENCY CONVERTER VOLTAGE USING SPACE VECTOR MODULATION

DOCTORAL DISSERTATION

TECHNOLOGICAL SCIENCES,
ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING (01T)



LEIDYKLA
Vilnius TECHNIKA 2015

Doctoral dissertation was prepared at Vilnius Gediminas Technical University in 2011–2015.

Supervisor

Prof. Dr Algirdas BAŠKYS (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – 01T).

The Dissertation Defence Council of Scientific Field of Electrical and Electronic Engineering of Vilnius Gediminas Technical University:

Chairman

Prof. Dr Habil. Romanas MARTAVIČIUS (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – 01T).

Members:

Assoc. Prof. Dr Saulius GUDŽIUS (Kaunas University of Technology, Electrical and Electronic Engineering – 01T),
Prof. Dr Jurij NOVICKIJ (Vilnius Gediminas Technical University, Electrical and Electronic Engineering – 01T),
Prof. Dr Toomas RANG (Tallinn University of Technology, Electrical and Electronic Engineering – 01T),
Dr Rimantas SIMNIŠKIS (State research institute Center for Physical Sciences and Technology, Physics – 02P).

The dissertation will be defended at the public meeting of the Dissertation Defence Council of Electrical and Electronic Engineering in the Senate Hall of Vilnius Gediminas Technical University at **9 a. m. on 29 January 2016**.

Address: Saulėtekio al. 11, LT-10223 Vilnius, Lithuania.

Tel.: +370 5 274 4956; fax +370 5 270 0112; e-mail: doktor@vgtu.lt

A notification on the intend defending of the dissertation was sent on 28 December 2015.

A copy of the doctoral dissertation is available for review at VGTU repository <http://dspace.vgtu.lt> or at the Library of Vilnius Gediminas Technical University (Saulėtekio al. 14, LT-10223 Vilnius, Lithuania) and at the State research institute Center for Physical Sciences and Technology (Goštauto g. 11, LT-01108 Vilnius, Lithuania).

Reziumė

Disertacijoje nagrinėjama šešių fazių įtampos formavimo problema, taikant erdvinio vektoriaus moduliavimo principą. Darbo tikslas – sukurti ir ištirti šešių fazių įtampos formavimo metodus dažnio keitikliui, skirtam šešių fazių variklio su simetriniu apvijų išdėstymu, sujungtų žvaigždės topologija su viena izoliuota neutrale, maitinimui ir greičio valdymui.

Darbe sprendžiami uždaviniai: šešių fazių dažnio keitiklio, apkrauto žvaigždės topologijos šešių fazių simetrine apkrova, matematinio modelio sudarymas; įtampos formavimo metodų šešių fazių dažnio keitikliui kūrimas ir tyrimas modeliuojant; eksperimentinis šešių fazių įtampos formavimo metodų tyrimas ir palyginimas su modeliavimo rezultatais; šešių fazių asinchroninės dažninės pavaros eksperimentinis tyrimas; įtampos amplitudės ir dažnio santykio priklausomybės nuo dažnio, atitinkančios minimalią pavaros vartojamą galią, šešių fazių asinchroniniams varikliams tyrimas.

Disertaciją sudaro įvadas, trys skyriai, bendrosios išvados, naudotos literatūros ir autoriaus publikacijų disertacijos tema sąrašai ir du priedai.

Įvadiniamе skyriuje aptariama tiriamoji problema, darbo aktualumas, tyrimų objektas, formuluojamas darbo tikslas bei uždaviniai, aprašoma tyrimų metodika, darbo mokslinis naujumas, darbo rezultatų praktinė reikšmė, ginamieji teiginiai. Įvado pabaigoje pristatomos disertacijos tema autoriaus paskelbtos publikacijos ir pranešimai konferencijose bei disertacijos struktūra.

Pirmame skyriuje pateikiama literatūros analizė, apžvelgiami daugiafaziai dažnio keitikliai ir juose naudojami įtampos formavimo metodai. Skyriaus pabaigoje formuluojamos išvados ir tikslinami disertacijos uždaviniai.

Antrajame skyriuje pateiktas analitinis įtampos formavimo uždavinio šešių fazių dažnio keitikliui sprendimas, pasiūlyti trys metodai šešių fazių įtampai formuoti naudojant erdvinio vektoriaus moduliavimo principą, atliekamas pasiūlytų metodų tyrimas modeliuojant.

Trečiajame skyriuje atliekami eksperimentiniai sukurtų šešių fazių įtampos formavimo metodų tyrimai su tam tikslui suprojektuotu dažnio keitiklio maketu ir šešių fazių varikliu.

Disertacijos tema yra atspausdinti 6 moksliniai straipsniai: trys – mokslo žurnaluose, įtrauktuose į Thomson Reuters Web of Knowledge duomenų bazę; trys – mokslo žurnaluose, cituojamose kitose tarptautinėse duomenų bazėse. Disertacijoje atliktų tyrimų rezultatai buvo pristatyti septyniose mokslinėse konferencijose Lietuvoje ir užsienyje. Disertacijoje atlikti tyrimai susieti su Nacionalinės kompleksinės programos „Mechatronika“ projektu „Go-Smart“, Nr. VP1-3.1-ŠMM-08-K-01-015.

Abstract

The dissertation deals with the six phase voltage forming problem. The main aim of the dissertation is to develop a space vector modulation based voltage forming methods for driving a six phase AC induction motor symmetrical star topology connected stator windings with a single isolated neutral point.

The work approaches the following tasks: creation of mathematical model of a six phase inverter with symmetrical star topology load with single neutral point; development of new space vector modulation method-based voltage forming methods for six phase inverter; analysis of proposed voltage forming methods using simulation and experiment; experimental investigation of a six phase variable speed AC induction motor drive based on the proposed voltage forming methods; investigation of ratio amplitude/frequency dependence on frequency, that corresponds to minimal consumed power of drive.

The dissertation consists of Introduction, 3 chapters, General conclusions, References, Summary in English and 2 Annexes.

The introduction reveals the investigated problem, topicality, object of research and describes the purpose and tasks of the dissertation, introduces the research methodology, scientific novelty, practical significance of results and presents the defended statements of dissertation. The introduction ends in presenting the author's presentations in conferences and defining the structure of the dissertation.

Chapter 1 revises used literature. Structure of multiphase frequency converters is revised and voltage forming methods are analysed. At the end of the chapter, conclusions are drawn and the tasks for the dissertation are reconsidered.

Chapter 2 provides analytical solution of voltage forming problem for a six phase inverter with a symmetrical single isolated neutral load using space vector modulation. Three six phase voltage forming methods using different combinations of space vectors are proposed and investigated by means of simulation.

In chapter 3, experimental investigation of a developed six phase voltage forming methods is carried out using specially designed six phase frequency converter and six phase AC induction motor.

6 articles focusing on the subject of the dissertation are published, including three articles in the Thomson Reuters Web of Knowledge register. 7 presentations on the subject have been given in conferences at national and international level. The dissertation research is related to project „Go-Smart“ Nr. VP1-3.1-ŠMM-08-K-01-015 of National Complex Program „Mechatronics“.

Žymėjimai

Simboliai

n – fazių skaičius;

α – kampas tarp fazių;

θ – formuojamo vektoriaus kampas pagrindinėje vektorinėje plokštumoje;

f_s – inverterio raktų komutavimo dažnis;

f – inverterio išėjimo įtampos pirmosios harmonikos dažnis;

T_e – variklio sukimo momentas;

T_{ap} – nominalus apkrovos sukimo momentas;

n_r – rotoriaus sūkių skaičius, aps/min;

U_m – išėjimo įtampos amplitudė;

U_s – variklio statoriaus maitinimo įtampa;

M – moduliacijos indeksas;

M_n – n -tosios harmonikos moduliacijos indeksas;

N – neutralės taškas;

u_i – momentinė i -tosios fazės įtampa;

U_{nuol} – inverterio maitinimo įtampa;

C – Clarke transformacijos matrica;

t – laikas;

\vec{v}_s – formuojamas išėjimo įtampos vektorius;

\vec{v}_a – bazinis vektorius sutampantis su sektoriaus pradžios kraštine;

\vec{v}_b – bazinis vektorius sutampantis su sektoriaus pabaigos kraštine.

Santrumpos

EVM – erdvinio vektoriaus moduliavimas;

IGBT – (angl. *Insulated Gate Bipolar Transistor*) dvipolis tranzistorius izoliuota užtūra;

MCU – (angl. *Microcontroller Unit*) mikrovaldiklis;

DSP – (angl. *Digital Signal Processor*) skaitmeninių signalų procesorius;

SPWM – (angl. *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) nešlio signalu grįsta impulso pločio moduliacija;

SVPWM – (angl. *Space Vector Pulse Width Modulation*) erdvinį vektorių impulso pločio moduliacija;

FPGA – (angl. *Field Programmable Gate Array*) programuojama loginė matrica.

Turinys

IVADAS	1
Problemos formulavimas	1
Darbo aktualumas	2
Tyrimų objektas	2
Darbo tikslas	2
Darbo uždaviniai	3
Tyrimų metodika	3
Darbo mokslinis naujumas	3
Darbo rezultatų praktinė reikšmė	4
Ginamieji teiginiai	4
Darbo rezultatų aprobavimas	4
Disertacijos struktūra	5
1. DAUGIAFAZIŲ DAŽNIO KEITIKLIŲ IR JŲ ĮTAMPOS FORMAVIMO METODŲ APŽVALGA	7
1.1. Daugiafazio dažnio keitiklio struktūra	7
1.2. Daugiafaziai elektros varikliai	13
1.3. Nešlio signalu grįsti įtampos formavimo metodai daugiafaziams dažnio keitikliams	17
1.4. Erdvinio vektoriaus moduliavimo įtampos formavimo metodai	21
1.4.1. $(n - 1) / 2$ vektorių parinkimas tik iš pagrindinės d_1 - q_1 plokštumos	24
1.4.2. $(n - 1)$ vektorių parinkimas iš pagrindinės d_1 - q_1 plokštumos	24

1.4.3. Vektorių parinkimas atsižvelgiant į pagrindinę ir šalutines plokštumas.....	24
1.4.4. Atstojamojo vektoriaus formavimas iš $(n - 1) \times (n - 1) / 2$ vektorių	25
1.4.5. Vektorių parinkimas iš multidimensinės erdvės realiuoju laiku, neatsižvelgiant į vektorių priklausomumą sektoriams.....	25
1.5. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas.....	27
2. ŠEŠIŲ FAZIŲ ĮTAMPOS FORMAVIMO METODŲ KŪRIMAS IR TYRIMAS ...	29
2.1. Analitinis įtampos formavimo erdvinio vektoriaus moduliavimu uždavinio sprendimas	30
2.1.1. Įtampos formavimo metodas ilgaisiais vektoriais.....	34
2.1.2. Įtampos formavimo metodas vidutiniais vektoriais	40
2.2. Imitaciniai erdvinio vektoriaus moduliavimo įtampos formavimo metodų bandymai „Simulink“ aplinkoje	47
2.2.1. Įtampos formavimas naudojant ilguosius vektorius	47
2.2.2. Įtampos formavimas naudojant vidutinius vektorius	57
2.3. Antrojo skyriaus išvados.....	62
3. EKSPERIMENTINIS ŠEŠIŲ FAZIŲ ERDVINIO VEKTORIAUS MODULIAVIMO ĮTAMPOS FORMAVIMO METODŲ TYRIMAS	63
3.1. Šešių fazių dažninės pavaros eksperimentinių tyrimų įrangos aprašymas	63
3.1.1. Šešių fazių dažnio keitiklis	64
3.1.2. Variklio bandymo stendas ir šešių fazių variklis	65
3.2. Šešių fazių dažninės pavaros eksperimentiniai tyrimai	68
3.2.1. Šešių fazių įtampos formavimo metodų eksperimentiniai tyrimai	68
3.2.2. Šešių fazių asinchroninės pavaros greičio ir sukimo momento pereinamųjų procesų tyrimai.....	73
3.2.3. Inverterio maitinimo grandinės viršįtampių, generuojamų stabdomo variklio, tyrimas	87
3.3. Trečiojo skyriaus išvados	88
BENDROSIOS IŠVADOS.....	91
LITERATŪRA IR ŠALTINIAI	93
AUTORIAUS MOKSLINIŲ PUBLIKACIJŲ DISERTACIJOS TEMA SĄRAŠAS. 101	
SUMMARY IN ENGLISH	103
PRIEDAI¹	121
A priedas. Bendraautorių sutikimai teikti publikacijų medžiagą disertacijoje	123
B priedas. Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema kopijos.....	131

¹ Priedai pateikiami pridėtoje kompaktinėje plokštelėje.

Contents

INTRODUCTION	1
Formulation of a problem	1
Importance of the thesis	2
The object of research	2
The goal of the thesis	2
The tasks of the thesis	3
Research methodology	3
Importance of scientific novelty	3
Practical significance of achieved results	4
The defended statements	4
Approval of the results	4
The structure of dissertation	5
1. REVIEW OF MULTIPHASE FREQUENCY CONVERTERS AND THEIR VOLTAGE FORMING METHODS	7
1.1. Structure of multiphase frequency converter	7
1.2. Multiphase asynchronous motors	13
1.3. Carrier-based voltage forming methods for multiphase frequency converters....	17
1.4. Space vector modulation based voltage forming methods	21
1.4.1. $(n - 1) / 2$ vector selection from d_1 - q_1 plane	24
1.4.2. $(n - 1)$ vector selection from d_1 - q_1 plane	24
1.4.3. Vector selection accounting to the main and secondary planes	24

1.4.4. Reference vector forming from $(n - 1) \times (n - 1) / 2$ vectors	25
1.4.5. Real-time vector selection from multidimensional space	25
1.5. Conclusions of the chapter 1 and formulation of thesis tasks.....	27
2. RESEARCH AND DEVELOPMENT OF SIX PHASE VOLTAGE FORMING METHODS.....	29
2.1. Analytical solution of voltage forming task using space vector modulation.....	30
2.1.1. Voltage forming method using long vectors.....	34
2.1.2. voltage forming method using medium vectors.....	40
2.2. Simulations of space vector modulation voltage forming methods in “Simulink”	47
2.2.1. Modulation using long vectors.....	47
2.2.2. Modulation using medium vectors.....	57
2.3. Conclusions of the chapter 2.....	62
3. EXPERIMENTAL RESEARCH OF SIX PHASE SPACE VECTOR MODULATION VOLTAGE FORMING METHODS	63
3.1. Description of the experimental setup of a six phase frequency drive	63
3.1.1. Six phase frequency converter	64
3.1.2. Motor test bench and experimental motor description.....	65
3.2. Experimental research of the six phase frequency drive	68
3.2.1. Experimental research of six phase voltage forming methods	68
3.2.2. Experimental research of the speed and load transients of six phase frequency drive	73
3.2.3. Research of inverter overvoltage generated by the motor during braking...	87
3.3. Conclusions of the chapter 3.....	88
GENERAL CONCLUSIONS	91
REFERENCES	93
LIST OF AUTHOR’S SCIENTIFIC PUBLICATIONS ON THE TOPIC OF DISSERTATION	101
SUMMARY IN ENGLISH	103
ANNEXES¹	121
Annex A. The co-authors agreement to present publications.....	123
Annex B. Copies of author’s scientific publications on the topic of dissertation.....	131

¹ The annexes are supplied in the enclosed compact disc.

Įvadas

Problemos formulavimas

Asinchroninių variklių sukimosi greičiui reguliuoti plačiai taikomi dažnio keitikliai, formuojantys keičiamo dažnio ir amplitudės kintamąją įtampą variklio maitinimui. Įtampos formavimo metodai trifaziams asinchroniniams varikliams yra gerai žinomi ir ištirti, tačiau daugiafazės įtampos daugiafazių variklių valdymui formavimo metodai nėra pakankamai ištirti, nors ir yra aktualūs. Trifaziuose dažnio keitikliuose įtampai formuoti taikomi nešlio signalu grįsti metodai arba erdvinio vektoriaus moduliavimo (EVM) principu paremti metodai.

Daugiafazių variklių įtampos formavimo principas yra toks pat kaip ir trifazių, tačiau vektorinės diagramos bazinių vektorių skaičius, kuriuos naudojant formuojama įtampa varikliui, auga geometrinės progresijos dėsnio 2^n , čia n – fazių skaičius. Literatūroje yra pateikti apibendrinti erdvinų vektorių moduliavimo metodai daugiafazėms sistemoms su nelyginiu fazių skaičiumi, tačiau erdvinų vektorių moduliavimo principai esant lyginiam fazių skaičiui yra mažai ištirti.

Disertacijoje sprendžiama šešių fazių kintamosios įtampos asinchroniniam šešių fazių varikliui formavimo problema. Rezultatai pritaikyti kuriant šešių fazių dažnio keitiklį.

Darbo aktualumas

Daugiafaziai varikliai, lyginant su trifaziais varikliais, turi šiuos pranašumus:

- didesnę darbo patikimumą, nes gali veikti sugedus vienai ar kelioms (priklausomai nuo bendro fazių skaičiaus) statoriaus apvijoms, todėl yra naudotini didelio patikimumo sistemose;
- turi mažesnes sukimo momento pulsacijas ir tolygesnę bėgėjimąsi;
- daugiafaziuose varikliuose apvijomis tekanti srovė, esant tai pačiai galiai, mažėja proporcingai didėjant fazių skaičiui, todėl esant ribotai leistinai tranzistorių maksimaliai srovei daugiafazėse pavarose galima išvystyti didesnę galią nei trifazėse;
- daugiafaziai varikliai kurių fazių skaičius yra lyginis pasižymi mažesniais akustiniais triukšmais.

Perspektyvūs gamybai yra šešių fazių asinchroniniai varikliai, kurių statoriaus apvijos išdėstytos simetriškai ir sujungtos žvaigžde su viena neutrale. Tokio variklio gaminimui gali būti panaudotas trijų fazių variklio statorius, nes statoriaus apvijų klojimo griovelių geometrinis išdėstymas yra tinkamas šešių fazių apvijai sukloti. Rinkoje tiekami inverterio raktų moduliai yra trifaziai, todėl gaminant šešių fazių dažnio keitiklį gali būti naudojami 2 moduliai, kurių visi raktų tranzistoriai bus išnaudoti.

Šešių fazių asinchroninės dažninės pavaros yra mažai ištirtos, todėl darbai skirti šešių fazių kintamosios įtampos formavimo metodų dažnio keitikliams kūrimui ir tyrimui yra aktualūs.

Tyrimų objektas

Darbo tyrimų objektas – šešių fazių kintamosios įtampos formavimo metodai dažnio keitikliams, skirtiems asinchroninių elektros variklių greičio valdymui.

Darbo tikslas

Sukurti šešių fazių įtampos formavimo metodus naudojant erdvinio vektoriaus moduliavimo principą ir ištirti juos taikant matematinį modeliavimą ir eksperimentinius tyrimus.

Darbo uždaviniai

Darbo tikslui pasiekti sprendžiami šie uždaviniai:

1. Sukurti įtampos formavimo metodus šešių fazių dažnio keitikliui naudojant erdvinio vektoriaus moduliavimo principą ir ištirti juos modeliuojant.
2. Sukurti šešių fazių dažnio keitiklio maketą ir eksperimentiškai ištirti sudarytus įtampos formavimo metodus.
3. Atlikti šešių fazių asinchroninės dažninės pavaros greičio ir sukimo momento pereinamųjų procesų eksperimentinius tyrimus.
4. Nustatyti dažnio keitiklio formuojamos įtampos amplitudės ir dažnio santykio priklausomybes nuo dažnio, atitinkančias minimalią šešių fazių asinchroninės pavaros vartojamą galią.

Tyrimų metodika

Darbe taikomas matematinis modeliavimas šešių fazių dažnio keitiklio įtampos harmonikų tyrimui. Eksperimentiniai tyrimai buvo taikomi dažninės pavaros greičio ir sukimo momento pereinamųjų procesų tyrimui. Modeliavimas atliekamas Matlab Simulink programiniu paketu. Eksperimentiniai tyrimai atliekami naudojant tyrimų standą, kurį sudaro šešių fazių dažnio keitiklio maketas, asinchroninis šešių fazių variklis, mechaninė apkrova – elektros generatorius, sukimosi greičio bei sukimo momento jutikliai.

Darbo mokslinis naujumas

Rengiant disertaciją buvo gauti šie elektros ir elektronikos inžinerijos mokslui nauji rezultatai:

1. Gauta šešių fazių dažnio keitiklio, apkrauto simetrine žvaigždės topologija sujungta apkrova su viena izoliuota neutrале, vektorinė diagrama.
2. Sukurti du nauji erdvinio vektoriaus moduliavimo principu veikiantys šešių fazių įtampos formavimo metodai asinchroniniam varikliui.

Darbo rezultatų praktinė reikšmė

Disertacijos rezultatai gali būti panaudoti kuriant naujas šešių fazių asinchronines dažnines pavaras. Konkrečiai, rezultatai pritaikyti projektuojant šešių fazių dažnio keitiklį asinchroninio elektros variklio greičio valdymui pagal Nacionalinės kompleksinės programos „Mechatronika“ projektą „Mikrojutikliai, mikrovykdikliai ir valdikliai mechatroninėms sistemoms (Go-Smart), Nr. VP1-3.1-ŠMM-08-K-01-015, veikla 1.1.3 Asinchroninių vykdiklių miniatiūrizavimas.

Ginamieji teiginiai

1. Šešių fazių įtampos, suformuotos naudojant vidutinių vektorių EVM metodą, spektras neturi trečiosios harmonikos.
2. Naudojant vidutinių vektorių EVM metodą, skirtą inverteriui apkrautam simetrine žvaigždės topologijos apkrova su viena izoliuota neutrale, pasiekama maksimali dažnio keitiklio išėjimo įtampos amplitudė yra lygi pusei inverterio nuolatinės maitinimo įtampos vertės.
3. Naudojant vidutinių vektorių EVM metodą, esant dviejų fazių gediui, kai šešių fazių 0,75 kW galios variklio apkrova kinta nuo 4 iki 7 Nm, rotorius slydimas keičiasi nuo 4 iki 9,3 %, o sukimo momento pulsacijos neviršija 1 Nm.

Darbo rezultatų aprobavimas

Disertacijos tema yra atspausdinti 6 moksliniai straipsniai: trys – mokslo žurnaluose, įtrauktuose į Thomson Reuters Web of Science duomenų bazę (Lipinskis *et al.* 2014; Lipinskis, Baškys, Rutkauskas 2013; Baskys, Bleizgys, Lipinskis 2011); trys – mokslo žurnaluose, cituojamuose kitose tarptautinėse duomenų bazėse (Lipinskis 2013; Lipinskis 2014; Lipinskis, Zlosnikas 2015).

Disertacijoje atliktų tyrimų rezultatai buvo pristatyti septyniose mokslinėse konferencijose Lietuvoje ir užsienyje:

- Lipinskis, T. 2012. Erdvinio vektoriaus įtampos formavimo metodas daugiafaziam dažnio keitikliui. Penkioliktoji Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „Mokslas – Lietuvos ateitis“. Vilnius, 2012 m. kovo 16 d.
- Lipinskis, T. 2013. Asimetrinis erdvinio vektoriaus moduliavimo metodas šešių fazių įtampos formavimui. Šešioliktoji Lietuvos jaunųjų moks-

lininkų konferencija „Mokslas – Lietuvos ateitis“. Vilnius, 2013 m. kovo 15 d.

- Lipinskis, T. 2013. Six-phase Voltage Forming Method Using the Largest Magnitude Space Vectors. Septynioliktoji tarptautinė konferencija „Elektronika 2013“. Palanga, 2013 m. birželio 17–19 d.
- Lipinskis, T. 2014. Erdvinių vektorių perjungimo tvarkos įtaka triukšmams dažnio keitiklio išėjimo įtampoje. Septynioliktoji Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „Mokslas – Lietuvos ateitis“. Vilnius, 2014 m. kovo 21 d.
- Lipinskis, T. 2014. The Investigation of Space Vector Switching Order Impact on Switching Noise of a Six Phase Inverter. Tarptautinis seminaras „The 3rd International Doctoral School of Electrical Engineering and Power Electronics“. Ronisi, Latvija, 2014 m. gegužės 23–24 d.
- Lipinskis, T. 2014. True Six-Phase Space Vector Modulation Scheme with Reduced Low Order Harmonics. Aštuonioliktoji tarptautinė konferencija „Elektronika 2014“. Palanga, 2014 m. birželio 16–18 d.
- Lipinskis, T. 2015. Šešių fazių dažninės pavaros eksperimentinis tyrimas. Aštuonioliktoji Lietuvos jaunųjų mokslininkų konferencija „Mokslas – Lietuvos ateitis“. Vilnius, 2015 m. kovo 20 d.

Disertacijos struktūra

Disertaciją sudaro įvadas, trys skyriai ir bendrosios išvados. Taip pat yra du priedai.

Darbo apimtis yra 121 puslapis, tekste panaudotos 34 numeruotos formulės, 59 paveikslai ir 7 lentelės. Rašant disertaciją buvo panaudota 110 literatūros šaltinių.

Daugiafazių dažnio keitiklių ir jų įtampos formavimo metodų apžvalga

Skyriuje analizuojami įtampos formavimo metodai daugiafaziams dažnio keitikliams, aprašyta apibendrinta dažnio keitiklių vidaus struktūra, naudojami įtampos formavimo metodai dažnio keitiklio inverteriui, variklio sukimosi greičio valdymo metodai.

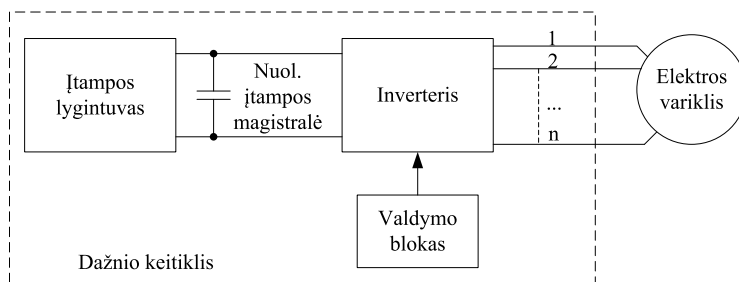
Skyriaus tematika paskelbti du straipsniai (Lipinskis *et al.* 2013; Lipinskis 2013).

1.1. Daugiafazio dažnio keitiklio struktūra

Daugiafazę, kaip ir trifazę, dažninę pavarą, maitinamą iš elektros tinklo, sudaro du pagrindiniai komponentai: daugiafaziai dažnio keitiklis ir variklis (1.1 pav.). Priklausomai nuo dažnio keitiklyje veikiančio variklio valdymo algoritmo, gali būti naudojami ir papildomi sukimosi greičio, rotoriaus padėties, magnetinio srauto elektros variklyje jutikliai. Trifazės dažninės pavaros dažniausiai naudojamos pramonėje, kur reikalingas variklio sukimosi greičio valdymas (Seung-Ki 2011). Daugiafazės dažninės pavaros naudojamos pramonės (Levi 2015), auto-

mobilių transporto (Lewis 2002; Brazhnikov *et al.* 2014; Baltatanu *et al.* 2013), laivybos (A. S. Nanoty *et al.* 2011; Scuiller *et al.* 2010) ir kitose srityse.

Dažninės pavaros gali būti maitinamos ne tik iš elektros tinklo, pvz. elektromobiliuose pavara yra maitinama iš akumulatoriaus, todėl tokios pavaros struktūra tampa supaprastinta, dažnio keitikliui nereikalingas įtampos lygintuvas, nes akumulatorius ir taip tiekia nuolatinę įtampą. Be to, elektromobiliuose ir kitose transporto priemonėse kur naudojami akumulatoriai, dažnio keitiklio inverteris gali būti naudojamas ir kaip aktyvusis lygintuvas, įkraunantis akumuliatorių baterijas iš elektros tinklo (Bruyere *et al.* 2010).



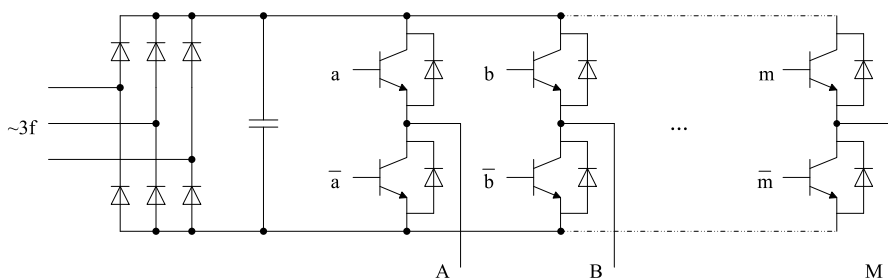
1.1 pav. Daugiafazės dažninės pavaros struktūra
Fig. 1.1. Structure of the multiphase frequency drive

Dažninės pavaros taip pat gali būti maitinamos iš daugiafazių generatorių, tuomet nereikalingi aukštu dažniu veikiantys inverteriai, paprastėja keitiklio valdymas, nes naudojamas matricinis konverteris, kuriame žemu dažniu veikia tiristorinis tiltelis (Brazhnikov *et al.* 2014). Toks variklių valdymo būdas dėl žemo perjungimo dažnio leidžia sumažinti inverterio nuostolius, tačiau variklio sukimosi greičio neįmanoma valdyti tolydžiai.

Dažnio keitiklį galima išskaidyti į 3 funkcinius mazgus: lygintuvą, inverterį, ir valdymo bloką (Skvarenina 2001). Lygintuvo pagrindinė paskirtis dažnio keitiklyje – kintamos vienos arba trijų fazių įtampos pavertimas nuolatine. Daugumoje atveju keitikliuose naudojami trifaziai pasyvių diodų tilteliai (1.2 pav). Dažnio keitikliuose su regeneravimo funkcija, naudojami valdomi (aktyvūs) lygintuvai, dažniausiai esantys panašios struktūros kaip ir inverteriai (Vasanthi V *et al.* 2014). Toks lygintuvas yra dvigubos paskirties, ir gali veikti kaip inverteris, ir esant pertekliniam sukauptos energijos kiekiui dažnio keitiklyje, pvz. stabdant variklį, gali grąžinti dalį energijos atgal į elektros tinklą.

Dažnio keitiklio inverterio paskirtis – keisti nuolatinę įtampą į kintamą, valdant pagrindinius įtampos parametrus – amplitudę ir dažnį. Inverteriai pagal savo sandarą gali būti suskirstyti į dviejų, trijų, keturių ir t.t. lygių, priklausomai nuo tranzistorių, esančių vienoje fazėje, skaičiaus (Zhao *et al.* 2014). Disertaci-

joje nagrinėjami dažnio keitikliai su dviejų lygių inverteriais. Dviejų lygių inverteris (1.2 pav.) sudarytas iš $2n$ (čia n – fazių skaičius) diskrečiai veikiančių puslaidininkių jungiklių, dažniausiai pramonėje naudojami IGBT tranzistoriai, veikiantys rakto principu t. y. bet kuriuo laiko momentu tranzistorius yra visiškai išjungtas (kolektorius-emiteris kanalo varža lygi begalybei) arba visiškai įjungtas (kanalo varža artima nuliui). Toks, diskretus, įtampos formavimo būdas naudojamas siekiant išvengti energijos nuostolių, atsirandančių nepilnai atidarytuose raktuose dėl padidėjusios kanalo varžos. Tolydžiai formuojant išėjimo įtampą, labai daug energijos pavirstų šiluma inverterio tranzistoriuose. Pramonėje gaminami inverteriuose naudojami IGBT raktų moduliai yra trijų fazių, todėl ekonomiškai naudingiausia gaminti tokius dažnio keitiklius, kurių fazių skaičius yra 3 kartotinis, taip išnaudojant visus tranzistorius esančius modulyje.



1.2 pav. Dažnio keitiklio struktūra

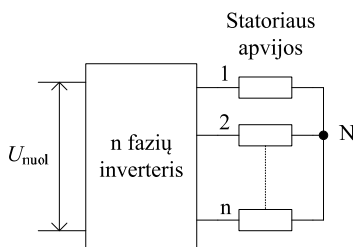
Fig. 1.2. Structure of a frequency converter

Dažnio keitiklio valdymo grandinės tikslas – kurti tokius valdymo signalus, kurie formuotų artimas sinusoidei fazines įtampas inverterio apkrovos grandinėje. Valdymo blokas sudarytas iš valdymo grandinių IGBT tranzistoriams ir įterptinės sistemos, kurioje skaičiavimus atlieka mikrovaldiklis (MCU) arba signalų procesoriaus (DSP) ar net programuojama loginė matrica (angl. *Field Programmable Gate Array* – *FPGA*) (Rajendran *et al.* 2010; Sandulescu *et al.* 2011). Įterptinės sistemos suformuoti loginiai inverterio raktų valdymo impulsai paduodami į tranzistorių valdymo grandines, kuriuos formuoja reikiamo poliškumo įtampos valdymo impulsus tranzistoriams komutuoti. Be šios funkcijos, mikrovaldiklis taip pat matuoja inverterio fazines sroves, įtampas, gali stebėti tranzistorinių raktų temperatūras. Esant išoriniams jutikliams mikrovaldiklis gali stebėti ir varilio parametrus: greitį, rotoriaus padėtį ir pan.

Inverterio prijungimo būdas prie variklio yra vienas pagrindinių veiksnių, lemiančių sistemos kainą ir patikimumą. Norint padidinti sistemos patikimumą, gali būti naudojami keli inverteriai vienam varikliui maitinti, tačiau taip kyla dažninės pavaros kaina. Ir atvirkščiai, norint sumažinti kainą, prie vieno inverte-

rio gali būti prijungti keli, nepriklausomai valdomi varikliai. Industrijoje paplitusios kelios variklių jungimo prie inverterio topologijos. Kiekviena iš jų turi savo teikiamus privalumus ir trūkumus.

Dažniausiai naudojama vieno inverterio – vieno asinchroninio variklio topologija (1.3 pav.). Tokios topologijos jungimą naudoja dauguma trifazių ir daugiafazių dažninių pavarų (Klingshirn 1983a). Dažnio keitiklio apkrova, šiuo jungimo atveju, visada yra simetrinė, su vienu izoliuotu neutralės tašku. Įtampai formuoti tokios topologijos jungime gali būti naudojami tiek nešlio signalu paremti, tiek erdvinio vektoriaus moduliavimo principu veikiantys metodai. Šie metodai, esant tokiam jungimui ir nelyginiam fazių skaičiui, yra plačiai išanalizuoti ir taikomi praktikoje (Quang *et al.* 2008; Iqbal *et al.* 2009; Liu *et al.* 2008). Ši jungimo topologija taip pat reikalauja mažiausiai puslaidininkių tranzistorinių raktų, o esant daugiafazei sistemai, gali užtikrinti variklio veikimą sugedus vienai ar daugiau fazių. Tačiau norint užtikrinti sklandų variklio sukimąsi esant gedimui, dažnio keitiklyje turi veikti specialiai tam pritaikytas, erdvinį vektorių moduliavimo principu veikiantis įtampos formavimo algoritmas (Jacobina *et al.* 2004; Batista *et al.* 2013).



1.3 pav. Tipinė n fazių inverterio jungimo schema, su viena izoliuota neutrale

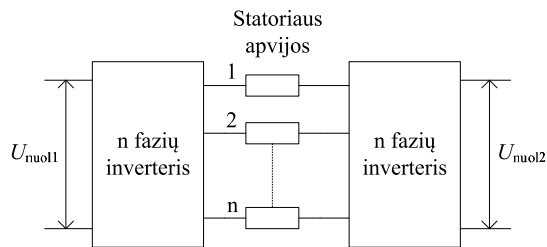
Fig. 1.3. Typical connection diagram for n phase inverter with single isolated neutral

Rečiau pasitaikanti topologija yra du inverteriai maitinantys vieną variklį (1.4 pav.) (Jones *et al.* 2013). Ši jungimo topologija yra naudinga elektromobiliams ir kitoms transporto rūšims, kuomet inverteris yra maitinamas iš akumuliatoriaus, t. y. kai ribota maitinimo įtampa. Šiuo atveju, sistema leidžia sumažinti fazines sroves, nes gali būti maitinama dviem nepriklausomais akumuliatoriais. Jeigu abu inverteriai yra dviejų lygių, raktų skaičius inverteriuose yra lygus raktų skaičiui naudojamam viename trijų lygių inverteriye, tačiau nereikalingi papildomi įtampos tarp lygių balansavimo diodai, nes dviejų lygių inverteriuose įtampos balansavimo problema neegzistuoja (Levi *et al.* 2013).

Tokio jungimo nauda – įpač didelis sistemos patikimumas. Patikimumą užtikrina ne tik daugiafazė sistema, galinti veikti esant sugedusiom fazėm, bet ir sugedus vienam iš inverterių, kas yra aktualu transporto priemonėm. Tokioje sistemoje, sugedus vienam iš inverterių, apvijų galai gali būti užtrumpinami t. y. elektros variklio statoriaus apvijos sujungiamos žvaigžde su viena neutrale, tuomet sistema tampa kaip įprasta, vieno dažnio keitiklio maitinama, sistema ir su tam tikrais galios apribojimais gali tęsti darbą (Levi *et al.* 2010).

Literatūroje randamą pavyzdžių, kai norint pasiekti tiek didelę galią tiek patikimumą, variklis yra maitinamas ir 4 inverteriais (G. Grandi *et al.* 2011; Grandi *et al.* 2012; Mohapatra *et al.* 2002). Tokioje sistemoje naudojamas šešių fazių variklis, kurio statoriaus apvijos yra dvigubos-trifazės apvijos su atvirais galais (galimi daugiafazių variklių apvijų tipai analizuojami 1.2 skyriuje). Prie abiejų trifazių apvijų galų yra jungiama po 2 trijų fazių inverterius, taip gaunama sistema kurioje keturi inverteriai maitina vieną variklį.

Tokios sistemos privalumai – variklio galia gali būti tolygiai paskirstyta tarp 4 mažesnės galios inverterių, taip pat galima balansuoti aprovos lygį kiekvienam inverteriui. Sugedus vienam iš inverterių, inverteris gali būti atjungiamas nuo variklio o apvijų galai užtrumpinami taip suformuojant įprastą trifazę žvaigždės topologijos apviją, galinčią toliau veikti su vienu inverteriu. Nors sugedusioje sistemoje toliau veikia 3 inverteriai, tokia sistema netenka 50% nominalios galios. Sistemos veikimas įprastu ir vieno sugedusio inverterio atvejais yra patvirtintas teoriniais skaičiavimais ir imitaciniais bandymais, tačiau eksperimentinių tokios sistemos tyrimų nėra (Gabriele Grandi *et al.* 2011; Grandi *et al.* 2010; Grandi *et al.* 2012).



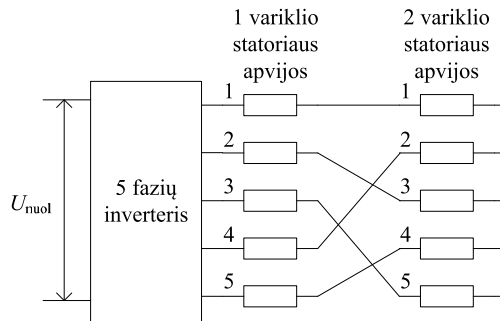
1.4 pav. *n* fazių variklis atviromis statoriaus apvijomis, maitinamas dvejais inverteriais su atskirais nuolatinės įtampos šaltiniais

Fig. 1.4. *n* phase open winding AC induction motor connected to two inverters with independent DC voltage sources

Rečiau naudojama jungimo topologija kai vienas inverteris maitina du arba daugiau nuosekliai sujungtų variklių. Tokia jungimo topologija leidžia sumažinti pavaros kainą, nes keliems varikliams valdyti reikalingas tik vienas dažnio

keitiklis. Lyginant penkiazę sistemą su dviem varikliais (1.5 pav.) ir įprastą trifazę sistemą su dvejais dažnio keitikliais ir dvejais varikliais, matyti, kad penkių fazių sistemos atveju reikalingos tik penkios tranzistorių poros dviems varikliams valdyti, o trijų fazių atveju du keitikliai po tris poras – viso šešios poros.

Šis jungimo būdas leidžia valdyti kiekvieno variklio sūkius nepriklausomai, lyg varikliai būtų maitinami skirtingais dažnio keitikliais (Levi *et al.* 2004a; Dujic *et al.* 2008). Tokio valdymo idėjos pagrindas yra tai, jog variklio magnetinio lauko ir sukimo momento valdymui reikalingos tik dvi srovės, tad papildomi laisvės laipsniai, kurie yra daugiafazėse sistemose, atlikus iš anksto numatytą fazių sujungimo transpoziciją (1.5 pav.), gali būti panaudoti kitų variklių valdymui. Fazių transpozicija atliekama taip, kad vieno variklio pagrindinėje vektoriinėje plokštumoje formuojamas atstojamasis įtampos vektorius kito variklio pagrindinėje plokštumoje turėtų nulinę amplitudę, t. y. niekaip neįtakotų kito variklio darbo.



1.5 pav. penkių fazių sistema su dviem nuosekliai sujungtais varikliais, valdomais nepriklausomai

Fig. 1.5. five phase system with two motors connected in series with decoupled control

Ši idėja yra pritaikoma visoms daugiafazėms sistemoms, kurių fazių skaičius yra lygus arba didesnis už 5. Bendruoju atveju, nuosekliai sujungtų variklių skaičius yra tiesiogiai priklausomas nuo fazių skaičiaus ir yra lygus $(n-1)/2$ kai fazių skaičius yra nelyginis, ir $(n-2)/2$ kai n lyginis. Idėjos apibendrinimą, ir teorinius skaičiavimus, kiek nuosekliai sujungtų variklių galima valdyti esant duotam fazių skaičiui pateikia (Levi *et al.* 2003; Levi *et al.* 2004b; D. Dujic *et al.* 2010). Tokių daugiafazių inverterių išėjimo įtampos formavimui gali būti naudojami tiek vektoriniai, tiek ir nešlio signalu grindžiami metodai (Atif Iqbal, Levi, *et al.* 2006).

Eksperimentiškai įrodyta, kad 5 fazių sistemoje su dviem nuosekliai sujungtais varikliais, vykstant pereinamiesiems procesams (greitėjimui, lėtėjimui,

reversavimui) vieno variklio įtaka kito variklio darbui yra labai maža, ir gali būti laikoma kaip neegzistuojanti (A. Iqbal *et al.* 2005).

Nuosekliai sujungtos sistemos pagrindinis trūkumas yra tai, jog papildomos srovės, reikalingos n -tajam varikliui valdyti teka per visų nuosekliai sujungtų variklių statoriaus apvijas, taip padidinant sistemos energijos nuostolius ir mažinant efektyvumą ir patikimumą, todėl ekonominiais sumetimais jungti daugiau kaip 2 variklių nuosekliai neapsimoka.

Lygiagretus variklių jungimas taip pat yra įmanomas. Jungiant variklius lygiagrečiai taip pat atliekama fazių transpozicija, o kiekvieno variklio apvijų galai sujungiami žvaigždės topologija (Jones *et al.* 2006). Tokioje sistemoje taip pat įmanoma nepriklausomai valdyti kiekvieno variklio sūkius, tačiau vieno variklio pagrindinės plokštumos srovės pasireiškia kito variklio šalutinėse plokštumose, todėl sistemoje teka didelės parazitinės srovės, neprisidedančios prie naudingo sukamojo magnetinio lauko kūrimo, dėl šios priežasties, lygiagretaus variklių jungimo praktinė nauda ir taikymas pramonėje yra ribotas (Jones *et al.* 2009).

1.2. Daugiafazių elektros varikliai

Pirmasis daugiafazis, 5 fazių, variklis buvo pasiūlytas 1969 metais, kaip alternatyva trijų fazių varikliui (Ward *et al.* 1969). To meto trifazių dažninių pavarų dažnio keitikliai veikė šešių žingsnių principu (angl. *six-step*), kas sąlygavo didelį žemo dažnio harmonikų lygį inverterio išėjimo įtampoje (Wang *et al.* 2013). Šios žemo dažnio harmonikos sukeldavo dideles sukimo momento pulsacijas trijų fazių varikliuose. Problemai spręsti buvo pasiūlytas penkių fazių variklis, kuris yra mažiau jautrus žemo dažnio harmonikoms, esančioms maitinimo įtampoje.

Vėliau buvo pastebėta ir daugiau daugiafazių variklių privalumų, lyginant juos su trifaziais: didesnis efektyvumas (šešių fazių apvijos elektromagnetinis naudingumas yra ~27 % didesnis nei tokių pačių parametrų trijų fazių apvijos (Buksnaitis 2013), gebėjimas veikti esant atvirai fazinei apvijai, mažesnės fazinės įtampos, mažesnės rotoriaus srovių harmonikos, mažesni akustiniai triukšmai (Williamson *et al.* 2004; Parsa 2005; Levi 2008; Kundrotas *et al.* 2014; Buksnaitis 2015).

Kuomet daugiafazis elektros variklis yra maitinamas keičiamo dažnio įtampa, atsiranda papildomų laisvės laipsnių ir variklio kūrimui. Visų pirma, variklio (ypač rotoriaus) elektromagnetinė struktūra gali būti optimizuota veikimui su mažu rotoriaus slydimu. Toliau variklio efektyvumas gali būti padidintas pasirinkus atitinkamus polių skaičių ir maitinimo įtampos dažnį. Jeigu pasirenkamas sąlyginai mažas maitinimo įtampos dažnis (2 – 20 Hz), gali būti parenkamos kitokios gamybos medžiagos. Standartiniuose asinchroniniuose mažasūkiuose

varikliuose, didelis polių skaičius lemia mažą galios faktorių ($\cos\phi$), kuris didinamas mažinant oro tarpą tarp statoriaus ir rotoriaus. Specifinėse srityse, pvz. karinėje laivyboje, oro tarpas tarp rotoriaus ir statoriaus negali būti labai mažas dėl atsirandančių oro judėjimo sukeliamų triukšmų. Naudojant daugiafazius variklius, galima pasiekti priimtina galios faktorių (0,85 – 0,9) esant sąlyginai dideliam oro tarpui, prilyginamam nuolatinės srovės varikliuose, naudojamuose laivyboje (Lewis 2002; Ferreira *et al.* 2004).

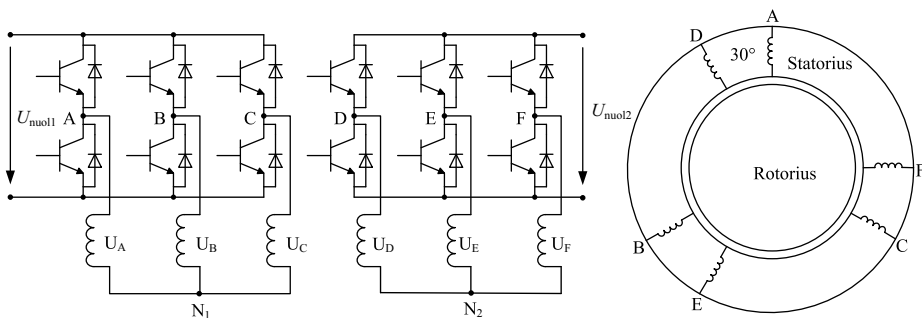
Daugiafaziai varikliai taip pat gali veikti esant vienos ar daugiau (priklausomai nuo fazių skaičiaus) atviram statoriaus apvijų jungimui. Esant tokiam apvijų gedimui, variklis veiktų toliau, tačiau sumažėtų nominalusis sukimo momentas ir atsirastų jo pulsacijos (Zhao *et al.* 1996). Norint išlaikyti daugiafazio variklio sukimo momentą, dažnio keitiklis turi pritaikyti atitinkamą variklio valdymo strategiją, atsižvelgiant į konkrečios fazės gedimą, tačiau visai atvejais tokios strategijos taikymo rezultatas bus padidėjusios statoriaus apvijų srovės. Didinant sroves, atitinkamai didėja statoriaus nuostoliai, kurie išsiskiria kaip šiluma. Paskaičiuota, kad norint išlaikyti trifazio variklio nominalų sukimo momentą, statoriaus nuostoliai padidėja 50 %, 6 fazių variklyje nuostoliai padidėtų 20 %, 15 fazių 7 % (Williamson *et al.* 2004). Dėl šios priežasties, kuriant daugiafazį variklį, kuris privalo išlaikyti nominalųjį sukimo momentą net ir esant apvijų gedimui, reikia projektuoti atitinkamai galingesnę aušinimo sistemą. Verta pastebėti, jog daugiafazių sinchroninių variklių su pastoviaisiais magnetais valdymas fazės gedimo atveju yra paprastesnis, nes šie varikliai yra natūraliai atsparesni papildomoms harmonikoms sukamajame magnetiniame lauke, o sukimo momento pulsacijų amplitudę gedimo atveju galima atstatyti iki amplitudės, artimos kai gedimo nėra (Semail *et al.* 2007; Xue *et al.* 2005; Tani *et al.* 2012).

Daugiafazių variklių statoriaus apvijos gali būti klasifikuojamos dvejopai: su viena neutrale, arba su keliom izoliuotom neutralėm. Jei fazių skaičius n yra pirminis skaičius, statoriaus apvija organizuojama kaip n -fazė su viena neutrale.

Jeigu fazių skaičius nėra pirminis skaičius, statoriaus apvija gali būti organizuota dvejopai: kaip tikroji n -fazė apviją su viena neutrale, arba kaip k apvijų kurių kiekviena turi m fazių, tuomet $n = m \cdot k$ (Drazen Dujic *et al.* 2010). Tokia asinchroninė mašina turi k atskirų izoliuotų neutralių, ir gali būti maitinama k atskirų inverterių su izoliuotais maitinimo šaltiniais, arba vienu n -faziu inverteriu. Tokio variklio pavyzdys galėtų būti dvigubas trifazės apvijos tipo šešių fazių variklis, kurio apvijos organizuotos kaip dvi trifazės su dviem izoliuotom neutralėm (angl. *split-phase, dual three phase*) (Marouani *et al.* 2008; Azeez *et al.* 2014; Ahmed 2012; Bojoi *et al.* 2006; Kundrotas *et al.* 2011). Tokį variklį galima valdyti taikant jau išspręstą trijų fazių variklio valdymo uždavinį, naudojant du atitinkamai sinchronizuotus dažnio keitiklius (1.6 pav.). Šio variklio valdymas esant atvirai fazei taip pat tampa paprastesnis, nes gedimo atveju gali būti

išjungiamas vienas inverteris, ir variklis toliau veiktų maitinamas kito inverterio, tačiau prarastų pusę nominalios galios (Klingshirn 1983b).

Varikliai, turintys daugiau nei vieną neutralę, pagal apvijų išdėstymą statoriuje gali būti simetriniai arba asimetriniai. Variklis laikomas simetriniu, kuomet kampas tarp bet kokių dviejų gretimų fazių yra vienodas ir lygus $2\pi/n$. Kai variklio statoriaus apvija organizuota kaip dviguba trifazė, dvi trifazės apvijos viena kitos atžvilgiu gali būti perstumtos nebūtinai $\pi/6$ laipsnių. Literatūroje dažnai sutinkami šešių fazių varikliai, kurių statoriaus apvija organizuota kaip dviguba trifazė, o trifazės apvijos variklyje perstumtos 30 laipsnių (1.6 pav.). Toks, asimetrinis, apvijų išdėstymas, leidžia pasiekti geresnį sukamojo magnetinio lauko pasiskirstymą variklyje (A. Nanoty *et al.* 2011).



1.6 pav. Šešių fazių asimetrinis variklis su dviem izoliuotom neutralėm
Fig. 1.6. Asymmetrical six phase induction motor with two isolated neutrals

Daugiafazių variklių rotoriai gali būti dviejų tipų, narveliniai arba vynioti. Vyniotuose rotoruose fazių skaičius nebūtinai turi sutapti su statoriaus fazių skaičiumi, pavyzdžiui, esant 6 fazių statoriaus apvijai, rotorius gali būti trijų fazių (Venter *et al.* 2012).

Asinchroninių daugiafazių variklių valdymui yra taikomi tie patys valdymo principai kaip ir trifaziams. Daugiafazių elektros variklių rotoriaus sūkių galime apskaičiuoti pagal (White *et al.* 1968):

$$r = \frac{60f}{p}(1 - S), \quad (1.1)$$

čia r – rotoriaus sūkių skaičius per minutę; f – maitinimo įtampos dažnis; p – polių porų skaičius; S – slydimas.

Iš (1.1) matome, kad sūkių galima keisti keičiant variklio polių skaičių, maitinimo įtampos dažnį arba slydimą. Polių skaičiaus keitimas retai įgyvendinamas praktikoje, nes norint keisti polių skaičių, variklio vijų galai turi būti

komutuojami, kas didina konstrukcinį variklio sudėtingumą ir mažina patikimumą, bet to šis valdymo metodas leidžia keisti sūkius tik diskrečiais žingsniais.

Dažniausiai variklio sūkliai valdomi keičiant variklio maitinimo įtampos dažnį. Variklio sūkių valdymo būdai yra skirstomi į vektorinius ir skaliarinius. Valdant variklį vektoriniu būdu, valdymo algoritmas dinamiškai prisitaiko prie kintančios apkrovos ir palaiko iš anksto užduotą sukimosi greitį arba sukimo momentą (Levi *et al.* 2007).

1.1 lentelė. Daugiafazių variklių pranašumų suvestinė lyginant su trifaziais

Table 1.1. Overview of multi-phase motor advantages compared to three phase drives

Parametras	Trijų fazių variklis	Daugiafazis variklis
Sukimo momento pulsacijos dažnis (f – maitinimo įtampos dažnis)	$6f$	$2nf (> 6f)$
Žemiausių erdvinės magnetovaros harmonikų eilė	5 ir 7	$2n \pm 1 (> 5,5)$
Galios/sukimo momento santykis vienai fazei	$P/3 (T_c/3)$	$P/n (T_c/n)$
Galimas veikimas esant apvijos trūkiui (atvira fazė)	Ne (neįmanoma nekeičiant jungimo topologijos)	Taip (sumažėja variklio galia)
Sukimo momento didinimas taikant aukštesnės eilės harmonikų įterpimą	Ne	Taip (sutelktųjų apvijų varikliai su nelyginių fazių skaičiumi)

Taikant skaliarinius valdymo dėsnius, stengiamasi išlaikyti pastovų variklio magnetinį srautą, kintant sukimosi greičiui ir momentui. Skaliarinio valdymo dėsniai yra taikomi paprastų apkrovų valdymui, kurių sukimo momento charakteristikos yra iš anksto žinomos. Siekiant išlaikyti pastovų sukimo momentą, taikomas tiesinis valdymo dėsnis (Razik 2011):

$$\frac{U_s}{f} \approx \text{const} . \quad (1.2)$$

Siekiant užtikrinti pastovią variklio galią taikomas dėsnis, kuomet įtampos amplitudė keičiama proporcingai įtampos dažnio šakniai:

$$\frac{U_s}{\sqrt{f}} \approx \text{const} . \quad (1.3)$$

Kai variklio apkrova yra ventiliatorinė taikomas kvadratinis valdymo dėsnis:

$$\frac{U_s}{f^2} \approx \text{const} . \quad (1.4)$$

Kaip matome iš (1.2–1.4) visi santykiai yra apytiksliai konstantos. Taip yra todėl, kad šis metodas neįvertina įtampos kritimo statoriuje, ko pasėkoje valdymas esant mažoms apsvukoms yra netikslus ir neefektyvus. Be to, realios apkrovų charakteristikos taip pat niekada nekinta nurodytais dėsniais, dėl ko optimalus U/f santykis esant skirtingiems dažniams turi būti papildomai koreguojamas (Bleizgys 2012).

Taikant skaliarinius valdymo dėsnius, dažniausiai taikomas valdymas be grįžtamojo ryšio (angl. *open-loop control*). Norint pasiekti tikslesnį rotoriaus sūkių ir slydimo valdymą gali būti naudojami klasikiniai PI, PID reguliatoriai, arba taikomi nauji sprendimai, pvz. neraiškiosios logikos reguliatoriai (Lisauskas *et al.* 2010).

1.3. Nešlio signalu grįsti įtampos formavimo metodai daugiafaziams dažnio keitikliams

Įtampos formavimo metodus galima suskirstyti į dvi pagrindines grupes: nešlio signalu grindžiami metodai (angl. *Carrier Based Pulse Width Modulation*) ir vektoriniai metodai (angl. *Space Vector Pulse Width Modulation*). Tiek vieni, tiek ir kiti gali būti taikomi tiek trifaziuose, tiek daugiafaziuose dažnio keitikliuose. Šiais metodais veikiančių dažnio keitiklių inverterių išėjimo įtampos yra impulsinio pobūdžio, kurių pirmoji harmonika yra didžiausios amplitudės ir lemia variklio sukimosi greitį, o aukšto dažnio harmonikos susidarantios dėl tranzistorinių raktų junginėjimo turi nedidelę įtaką kuriant variklio sukamąjį magnetinį lauką (Levi 2008).

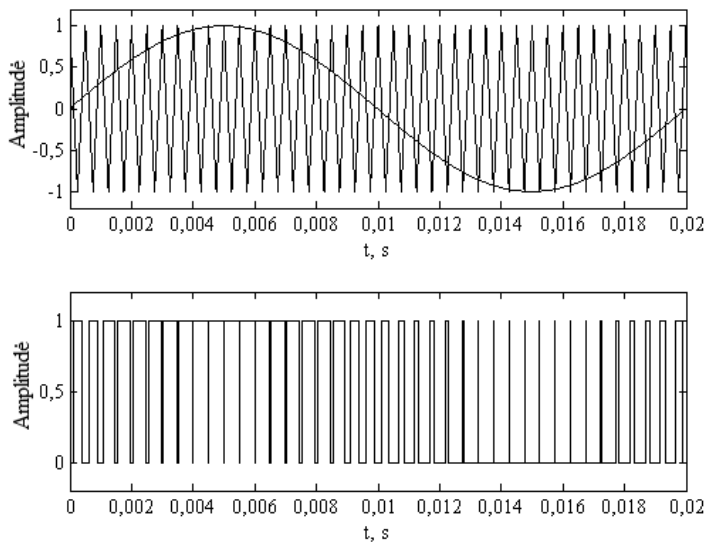
Nešlio signalu grindžiamuose methoduose, dažnio keitiklio inverterio raktų valdymo signalai formuojami lyginant trikampio formos nešlio signalą su norimo dažnio sinusoidės formos etaloniniu signalu (1.7 pav.). n fazių įtampai generuoti, generuojami n sinusoidės formos signalai, kurių fazė yra perstumta kampų α . Šis kampas simetrinėse daugiafazėse sistemose lygus:

$$\alpha = \frac{2\pi}{n} . \quad (1.5)$$

Visi sugeneruoti etaloniniai signalai lyginami su vienu trikampio formos signalu, ir tais laiko momentais, kai etaloninis signalas yra didesnės amplitudės už

nešlio signalą, generuojamas aukštas valdymo signalo lygis – loginis 1. Kuomet šis signalas yra žemesnio lygio nei trikampis signalas – generuojamas loginis 0.

Kiekvienas etaloninis signalas formuoja raktų valdymo impulsus vienai inverterio tranzistorinių raktų porai. Dažniausiai signalo originalas valdo viršutinį poros tranzistorių, o invertuotas signalas valdo apatinį tranzistorių.



1.7 pav. Inverterio raktų valdymo signalo kūrimas taikant nešlio signalą

Fig. 1.7. Inverter control signal generation using carrier signal

Nešlio signalu pagrįsto metodo naudojimas daugiafaziam inverteryje labai palengviną įtampos formavimo uždavinį, nes lyginant su erdvinių vektorių metodu, nereikia nustatinėti sektorių, sudaryti įjungimo laiko apskaičiavimo ir perjungimo tvarkos lentelių.

Siekiant padidinti fazinę įtampą naudojant nešlio signalu grindžiamą moduliaciją, papildomai į sinusoidės formos etaloninį signalą gali būti įterpiama n -tosios eilės harmonika (Renukadevi *et al.* 2012; Renukadevi *et al.* 2013). Šis metodas gali būti taikomas tik tuomet, kai apkrova yra nelyginio fazių skaičiaus, ir sujungta žvaigžde su izoliuota neutrale. Trifazės sistemos atveju, trečiosios harmonikos, kurios amplitudė atitinka $1/6$ etaloninio signalo amplitudės, įterpiamas į etaloninį signalą leidžia pasiekti 15,47 % didesnę fazinę įtampą, lyginant su įprasta sinusoidės-trikampio moduliacija. Analogiškai šis valdymo dėsnis gali būti taikomas ir daugiafazėms sistemoms, penkių fazių sistemos atveju į penkis etaloninius įtampos signalus yra įterpiama penktoji harmonika (Karugaba *et al.*

2012). Penkių fazių inverterio etaloninės įtampos signalai gali būti apibrėžti kaip:

$$\begin{bmatrix} U_{A0}^* \\ U_{B0}^* \\ U_{C0}^* \\ U_{D0}^* \\ U_{E0}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 0,5U_{nuol} \cos(\omega t) + M_5 0,5U_{nuol} \cos(5\omega t) \\ M_1 0,5U_{nuol} \cos(\omega t - 2\pi/5) + M_5 0,5U_{nuol} \cos(5\omega t) \\ M_1 0,5U_{nuol} \cos(\omega t - 4\pi/5) + M_5 0,5U_{nuol} \cos(5\omega t) \\ M_1 0,5U_{nuol} \cos(\omega t + 4\pi/5) + M_5 0,5U_{nuol} \cos(5\omega t) \\ M_1 0,5U_{nuol} \cos(\omega t + 2\pi/5) + M_5 0,5U_{nuol} \cos(5\omega t) \end{bmatrix}, \quad (1.6)$$

čia M_1 ir M_5 yra atitinkamai pagrindinės ir penktosios harmonikos moduliacijos indeksai.

Kai penktoji harmonika yra neįterpiama, išėjimo įtampa žemo dažnio harmonikų neturi jeigu moduliacijos indeksas tenkina sąlygą $0 \leq M_1 \leq 1$. Nešlio signalu grįstuose metoduose be harmonikos įterpimo, maksimali išėjimo įtampos amplitudė, kai moduliacijos indeksas $M_1 = 1$, yra lygi $0,5U_{nuol}$. Penktoji harmonika neįtakoja etaloninio signalo vertės (A. Iqbal *et al.* 2006), kai $\omega t = (2k+1)\pi/10$, kadangi $\cos[5(2k+1)\pi/10] = 0$, kai k yra nelyginis, dėl tos pačios priežasties harmonikų įterpimas gali būti taikomas tik inverteriams su nelyginiu fazių skaičiumi. M_5 yra parenkamas taip, kad etaloninio signalo amplitudžių maksimumai sutaptų su penktosios harmonikos minimumais, kas užtikrina didžiausią pasiekiamą išėjimo įtampos vertę. Etaloninė įtampa pasiekia maksimumą, kai

$$\frac{dU_{A0}}{d\omega t} = -M_1 0,5U_{nuol} \sin(\omega t) - 5M_5 0,5U_{nuol} \sin(5\omega t) = 0. \quad (1.7)$$

Pagal (1.7), galime išreikšti harmonikos moduliacijos indeksą:

$$M_5 = -M_1 \frac{\sin(\pi/10)}{5}, \text{ kai } \omega t = \pi/10. \quad (1.8)$$

Maksimalus etaloninio signalo moduliacijos indeksas gali būti apskaičiuotas naudojant išraišką:

$$\left| U_{A0}^* \right| = \left| M_1 0,5U_{nuol} \cos(\omega t) - \frac{\sin(\pi/10)}{5} M_1 0,5U_{nuol} \cos(5\omega t) \right| = 0,5U_{nuol}, \quad (1.9)$$

$$M_1 = \frac{1}{\cos(\pi/10)}, \text{ kai } \omega t = \pi/10. \quad (1.10)$$

Pagal (1.10) maksimali išėjimo įtampa gali būti 5,15% didesnė lyginant su įprastu sinuso-trikampio metodu be harmonikų įterpimo. Šis rezultatas pasiekiamas į etaloninę įtampą įterpiant penktąją harmoniką, kurios amplitudė

apskaičiuojama pagal (1.8) (6,18% kai $M_1 = 1$). Įterpiamos harmonikos fazė turi būti priešinga etaloninio signalo fazei.

Aprašytą harmonikų įterpimo metodą galima apibendrinti daugiafazėms sistemoms, kurių fazių skaičius n yra nelyginis. Norint padidinti fazinės išėjimo įtampos amplitudę išlaikant sinusoidės formą n -fazėje sistemoje, į etaloninį įtampos formavimo raktų porai signalą reikia įterpti n -tosios eilės harmoniką. Šios harmonikos įterpimas leidžia padidinti etaloninio signalo moduliacijos indeksą. (Levi *et al.* 2008). Atsižvelgiant į anksčiau aprašytas išraiškas, maksimalus harmonikos moduliacijos indeksas apskaičiuojama naudojant išraišką:

$$M_n = -M_1 \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) / n. \quad (1.11)$$

Maksimalus moduliacijos indeksas, kai inverteris neįneša žemo dažnio harmonikų

$$M_1 = 1 / \cos\left(\frac{\pi}{2n}\right). \quad (1.12)$$

1.2 lentelėje pateikiami skaičiavimų rezultatai pagal (1.11, 1.12) formules, esant skirtingiems fazių skaičiams. Kaip matome iš lentelės, augant fazių skaičiui, harmonikos įterpimo metodo nauda mažėja.

1.2 lentelė. Fazinės įtampos amplitudės padidėjimas taikant harmonikų įterpimą, esant įvairiam fazių skaičiui

Table 1.2. The increase of phase voltage for various phase numbers due to harmonic injection

Fazių skaičius	Įterpiamos harmonikos amplitudė	Maksimalus moduliacijos indeksas M_1	Fazinės įtampos padidėjimas, %
3	$-1/6 \times \text{etaloninė}$	1,1547	15,47
5	$-0,0618 \times \text{etaloninė}$	1,0515	5,15
7	$-0,0318 \times \text{etaloninė}$	1,0257	2,57
9	$-0,0193 \times \text{etaloninė}$	1,0154	1,54

Nešlio signalu grįsti metodai yra nepatogūs tiesiogiai valdant magnetinio lauko srautą variklyje, todėl šie metodai dažniausiai yra naudojami taikant skaliarinį variklio valdymą. Be to, jeigu variklio statoriaus apvija yra sutelktojo (angl. *concentrated*) tipo, į maitinimo įtampą gali būti įterpiamos papildomos žemos eilės harmonikos siekiant padidinti variklio sukimo momentą, o naudojant nešlio signalu pagrįstus metodus, yra sunku valdyti įterpiamos harmonikos parametrus (A. Iqbal *et al.* 2006). Tačiau dėl savo sąlyginai paprasto įgyvendinimo

nimo, nešlio signalu pagrįsti metodai yra naudojami labai sudėtingiems uždaviniams spręsti, tokiems kaip daugiafazio variklio atviromis apvijomis valdymas dviem inverteriais (Levi *et al.* 2010; Bodo *et al.* 2011).

1.4. Erdvinio vektoriaus moduliavimo įtampos formavimo metodai

Trijų fazių sistemoje ($n = 3$), kai apkrova yra simetrinė su izoliuota neutrale, erdvinį vektorių įtampos formavimo uždavinys yra dvimatis nes išėjimo įtampa formuojama iš erdvinį vektorių kurie yra išdėstyti vienoje plokštumoje. Tačiau, kai fazių skaičius yra $n > 3$ (kai n nelyginis skaičius), šis uždavinys tampa sudėtingesnis, ir įtampos formavimo erdvė tampa $(n - 1)$ -matė. Dažnai tokiais atvejais įtampos formavimo erdvė, taikant Clarke arba Park transformaciją, išskaidoma į $(n - 1) / 2$ dvimates statmenas viena kitai plokštumas, kurių kiekviena yra atsakinga už žemos eilės harmonikų generavimą išėjimo įtampoje (Dujic *et al.* 2009). Visi elektros varikliai, kurių magnetovaros pasiskirstymas yra artimas sinusoidei sudaro labai mažą impedansą visoms žemos eilės įtampos harmonikoms, todėl kuriant įtampos formavimo metodus, būtina į tai atsižvelgti. Tai reiškia, kad norint generuoti įtampą tokioms daugiafazėms (nelyginio fazių skaičiaus) sistemoms būtina atsižvelgti į visas $(n - 1) / 2$ dvimates plokštumas, t. y. pagrindinėje plokštumoje turi būti formuojamas išėjimo įtampos vektorius, o visose kitose plokštumose, atsakingose už žemos eilės harmonikas, išėjimo įtampos vektoriaus modulis turi būti lygus nuliui.

Inverterio raktų galimų kombinacijų skaičius N apskaičiuojamas pagal:

$$N = 2^n. \quad (1.13)$$

Pagal (1.13) formulę matome, jog inverterio raktų kombinacijų skaičius didėja geometrine progresija, todėl padidinus fazių skaičių nuo 3 iki 6, inverterio raktų kombinacijos, kurias reikia įvertinti formuojant įtampą, išauga nuo 8 iki 64.

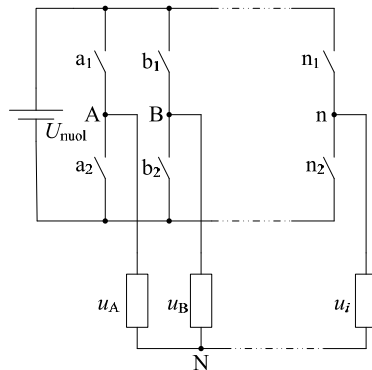
Formuojant išėjimo įtampą EVM metodu, reikia įvertinti kiekvienos inverterio raktų kombinacijos indėlį į inverterio išėjimo įtampą. Turint n -fazių inverterį sujungtą su n -fazių simetrine apkrova su viena izoliuota neutrale (1.8 pav.), galime rasti kiekvienos fazės momentinę fazinę įtampą duotajai raktų kombinacijai. Pirma apsibrėžiame inverterio vienos fazės raktų perjungimo funkciją m_i :

$$m_i = \begin{cases} 1, & \text{viršutinis atviras, apatinis uždaras} \\ 0, & \text{viršutinis uždaras, apatinis atviras} \end{cases} \quad (1.14)$$

Kiekviena inverterio fazė turi po 2 puslaidininkinius jungiklius. Funkcija m_i priklauso nuo fazės tranzistorių būsenos. Viršutiniu tranzistoriumi yra laikomas tas, kurio kolektorius yra tiesiogiai prijungtas prie nuolatinės įtampos šynos teigiamo poliaus. Apatinis tranzistorius yra tas, kurio emiteris yra tiesiogiai prijungtas prie nuolatinės įtampos šynos neigiamo poliaus. Žinant kiekvienos fazės būsenos perdavimo funkciją, galime rasti momentinę kiekvienos fazės įtampą duotai raktų kombinacijai:

$$u_i = U_{\text{nuol}} \left[m_i - \frac{1}{n} \sum_l m_l \right], \quad (1.15)$$

čia u_i – momentinė i -tosios fazės įtampa duotai kombinacijai ($i, l = A, B, C, \dots, n$), U_{nuol} – tranzistorių maitinimo įtampa, m_i – i -tosios fazės perdavimo funkcijos vertė, n – fazių skaičius, m_l – l -tosios fazės perdavimo funkcijos vertė.



1.8 pav. n -fazių inverteris, apkrautas simetrine apkrova su viena neutrale

Fig. 1.8. n -phase inverter with a symmetrical, single isolated neutral, load

Bendruoju atveju, n -fazei sistemai taikoma Clarke transformacija matricine forma (Levi *et al.* 2007) pateikta (1.16).

Pritaikius Clarke transformaciją, gaunama vektorinė n -fazės sistemos diagrama. Jeigu sistema yra trifazė, gaunama viena plokštuma (d_1 - q_1), kurią apibrėžia d_1 ir q_1 komponentai, taip pat gaunamas ir 0. komponentas. Formuojant įtampą simetrinei apkrovai su viena izoliuota neutrale, 0. komponentas neįtakoja išėjimo įtampos todėl yra nenagrinėjamas (Boldea *et al.* 1992).

Penkių fazių atveju gaunami pagrindinę vektorinę plokštumą sudarantys d_1 , q_1 ir d_2 , q_2 komponentai sudarantys d_2 - q_2 plokštumą, taip pat 0. komponentas, į kurį neatsižvelgiama (Wan Abdul Munim *et al.* 2013; Shan Xue *et al.* 2005). Šios dvi plokštumos vadinamos dažnio keitiklio vektorine diagrama.

Gavus vektorines diagramas įtampos formavimo uždavinys tampa individualus pasirinktam fazių skaičiui. Pagrindinis šio uždavinio tikslas – iš pagrindinėje d_1 - q_1 plokštumoje esančių vektorių sukurti norimo ilgio atstojamąjį išėjimo įtampos vektorių, besisukantį norimu kampiniu greičiu ω . Šio vektoriaus ilgis tiesiogiai apibrėžia išėjimo įtampos amplitudę, o jo sukimosi kampinis greitis – išėjimo įtampos dažnį. Trijų fazių atveju, vektorių, iš kurių gali būti formuojamas išėjimo įtampos vektorius, pasirinkimo galimybės yra labai ribotos. Taip pat šie vektoriai yra išdėstyti tik vienoje plokštumoje (Baskys *et al.* 2009). Dėl šių dviejų apribojimų, vektorių parinkimo ir įtampos formavimo uždavinys praktiškai turi tik vieną galimą sprendinį.

Kitaip yra penkių fazių atveju, kuomet kuriant atstojamąjį vektorių, galima rinktis iš 32 vektorių. Negana to, šie vektoriai turi skirtingus ilgius ir pozicijas dviejose plokštumose. Toliau didėjant fazių skaičiui, didėja ne tik bazinių vektorių, iš kurių gali būti formuojamas atstojamasis vektorius, skaičius, bet ir pačių vektorinės diagramos plokštumų skaičius (Prieto *et al.* 2011; Khan *et al.* 2009; Grandi *et al.* 2007; Levi *et al.* 2015; Moinoddin *et al.* 2015).

$$C = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} d_1 & 1 & \cos \alpha & \cos 2\alpha & \cos 3\alpha & \dots \\ q_1 & 0 & \sin \alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \dots \\ d_2 & 1 & \cos 2\alpha & \cos 4\alpha & \cos 6\alpha & \dots \\ q_2 & 0 & \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \dots \\ d_3 & 1 & \cos 3\alpha & \cos 6\alpha & \cos 9\alpha & \dots \\ q_3 & 0 & \sin 3\alpha & \sin 6\alpha & \sin 9\alpha & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ d_{(n-4)/2} & 1 & \cos\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \cos 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \dots \\ q_{(n-4)/2} & 0 & \sin\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \sin 2\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \sin 3\left(\frac{n-2}{2}\alpha\right) & \dots \\ 0_+ & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & \dots \\ 0_- & 1/2 & -1/2 & 1/2 & -1/2 & \dots \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Priklausomai nuo to, kaip bus parinkti vektoriai, formuojantys išėjimo įtampos vektorių, sukurtas EVM metodas gali būti naudojamas įtampai, neįnešant žemo dažnio harmonikų, generuoti, arba sudėtingesniems variklio valdymo atvejams kai reikalingas žemos eilės harmonikų valdymas (Ryu *et al.* 2005).

Vektorių parinkimo metodus galima padalinti į dvi grupes: metodai, kuriuose parenkami artimiausi vektoriai iš pagrindinės dvimatės plokštumos d_1 - q_1 ir metodai, kuomet parenkami artimiausi vektoriai iš daugiamatės erdvės.

1.4.1. $(n - 1) / 2$ vektorių parinkimas tik iš pagrindinės d_1 - q_1 plokštumos

Šis metodas buvo pasiūlytas (Toliyat *et al.* 2000; Toliyat, H.a., Xu 2000) sinusoidės formos įtampos generavimui penkių fazių dažnio keitikliui. Tai praktiškai yra trijų fazių EVM teorijos pritaikymas penkių fazių sistemai, kadangi vektoriainė diagrama yra suskirstyta į sektorius, kuriuos skiria didžiausio ilgio vektoriai, o išėjimo įtampa formuojama panaudojant du gretimus ilgiausius vektorius. Tačiau parinkus tik $(n - 1) / 2$ vektorius sudaromos tik $(n - 1) / 2$ įtampos balanso lygtys, t. y. nėra lygčių d_2 - q_2 ir kitom (jei fazių skaičius $n > 5$) nepagrindinėms plokštumoms, ko pasėkoje išėjimo įtampoje atsiranda nepageidaujamos žemos eilės harmonikos, kurios sukelia parazitines sroves variklio statoriuje, kurios yra apribotos tik statoriaus aktyvinės varžos ir induktyvumo. Šios srovės neprisideda prie sukimo momento kūrimo variklyje (Zhao *et al.* 1995) ir generuoja energijos nuostolius.

1.4.2. $(n - 1)$ vektorių parinkimas iš pagrindinės d_1 - q_1 plokštumos

Dėl didelių parazitinių srovių, atsirandančių dėl komponentų iš d_2 - q_2 ir kitų šalutinių vektoriaus plokštumų reikia parinkti $(n - 1)$ vektorių (Duran, Mario J., Levi, Emil 2006), kurie kompensuotų įtampos atstojamąjį vektorių šalutinėse plokštumose taip panaikinant parazitines sroves. Literatūroje šis problemos sprendimas yra taikomas įvairiam fazių skaičiui, tačiau dažniausiai nagrinėjamas penkių fazių dažnio keitiklis. Penkių fazių keitiklyje kiekviename sektoriuje parenkami $(n-1)$ vektoriai iš kurių 2 ilgiausi ir 2 vidutinio ilgio (Atif Iqbal, Levi 2006b; Ryu *et al.* 2005). Veikimo trukmė periode tarp šių vektorių yra paskirstoma 61,8 proc. ir 38,2 proc. atitinkamai, tam kad kompensuoti atstojamąjį vektorių d_2 - q_2 plokštumoje. Penkių fazių atveju, pirmame vektoriaus diagramos sektoriuje atstojamasis įtampos vektorius būtų formuojamas iš 1, 2, 11, 12 vektorių (1.9 pav. a). Formuojant įtampą tokiu būdu maksimali fazinė penkių fazių dažnio keitiklio įtampa siekia $0,5257U_{nuol}$. $(n - 1)$ vektorių naudojimas kuriant atstojamąjį vektorių taip pat nagrinėtas tiek septynių fazių dažnio keitikliams, tiek ir bendroju, n -fazių atveju (G. Grandi *et al.* 2006; Kelly *et al.* 2003; Gabriele Grandi *et al.* 2006).

1.4.3. Vektorių parinkimas atsižvelgiant į pagrindinę ir šalutines plokštumas

Šiuo atveju atstojamasis vektorius yra kuriamas tiek pagrindinėje, tiek ir šalutinėse plokštumose. Norint sukurti $(n - 1) / 2$ atstojamųjų vektorių (po vieną

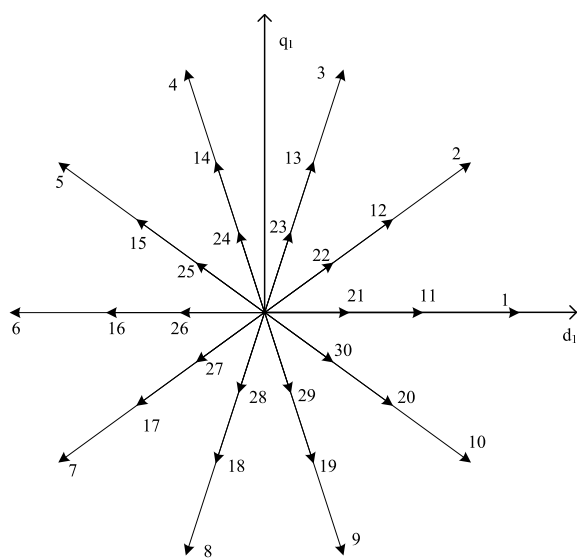
kiekvienai plokštumai) reikia $(n - 1)$ vektorių. Parenkant šiuos vektorius paprasčiausiu būdu t. y. atstojamasis vektorius formuojamas iš dviejų gretimų ilgiausių vektorių kiekvienoje plokštumoje, pvz. 1, 2 vektorių pagrindinėje d_1-q_1 ir 22, 25 šalutinėje d_2-q_2 plokštumoje (1.9 pav.) kaip siūloma (Duran *et al.* 2007), bet preliminarūs tyrimai parodė, jog parenkant pavyzdyje pateiktus vektorius, šis metodas nėra tinkamas sinusinei įtampai generuoti, ir reikalauja tolimesnių tyrimų.

1.4.4. Atstojamojo vektoriaus formavimas iš $(n - 1) \times (n - 1) / 2$ vektorių

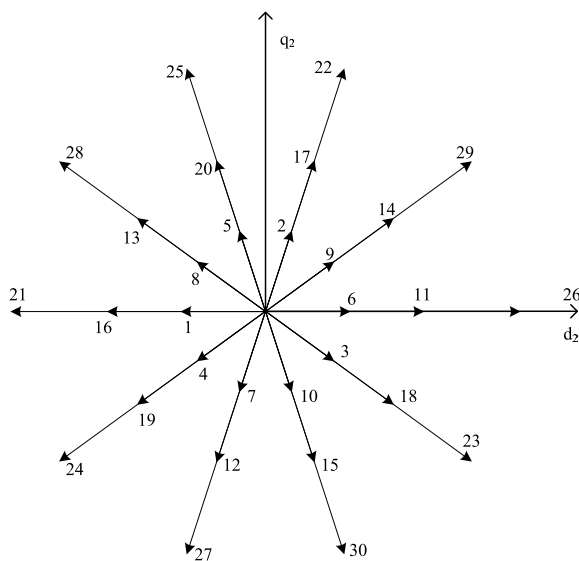
Šiuo atveju atstojamajam vektoriui sukurti kiekvienoje plokštumoje yra naudojami $(n - 1)$ vektoriai. Penkių fazių atvejų 4 vektoriai yra naudojami sukurti atstojamąjį vektorių pagrindinėje d_1-q_1 plokštumoje, tuo pačiu kompensuojant jo įtaką d_2-q_2 plokštumai, ir dar 4 vektoriai yra naudojami sukurti atstojamąjį vektorių d_2-q_2 plokštumoje, kompensuojant jo įtaką pagrindinei plokštumai. Penkių fazių atveju, kai atstojamasis vektorius pagrindinėje d_1-q_1 plokštumoje yra pirmame sektoriuje, jis būtų formuojamas iš 1, 2, 11, 12 vektorių (1.9 pav. a), o šalutinės plokštumos atstojamasis vektorius esantis trečiame sektoriuje būtų formuojamas iš 17, 20, 22, 25 vektorių (1.9 pav. b). Šis metodas paremtas tuo, kad d-q plokštumos yra viena nuo kitos „atristos“ t. y. nedaro jokios įtakos viena kitai. Aptartas metodas buvo įgyvendintas (Atif Iqbal, Levi 2006a), tačiau jis naudoja du įtampos formavimo periodus, po vieną pagrindinės plokštumos ir šalutinės plokštumos įtampos formavimui, o tai automatiškai apriboja maksimalią pasiekiamą išėjimo amplitudės vertę iki pusės tos vertės, kuri būtų pasiekta kuriant atstojamąjį vektorių tik vienoje plokštumoje.

1.4.5. Vektorių parinkimas iš multidimensinės erdvės realiuoju laiku, neatsižvelgiant i vektorių priklausomumą sektoriams

Šis vektorių parinkimo būdas paremtas idėja, pristatyta (Gataric 2000) ir siūlo pagerintą kriterijų, kuris konverguoja su sprendimais, pasiūlytais (G. Grandi *et al.* 2006; Kelly *et al.* 2003; Gabriele Grandi *et al.* 2006; Atif Iqbal, Levi 2006b; Ryu *et al.* 2005), sinusoidės formos įtampos generavimui. Tačiau šį būdą galima naudoti ir bendrojo atveju, bet kuriam fazių skaičiui, kuomet reikalingi ir šalutinių plokštumų įtampos komponentai (žemo dažnio harmonikos). Šiame būde, vektorinė erdvė neskirstoma į sektorius, pvz. kaip atstojamojo vektoriaus kampas pagrindinėje d_1-q_1 plokštumoje yra $3,6^\circ$ o atstojamojo vektoriaus d_2-q_2 erdvės yra $93,6^\circ$ įtampos formavimui parenkami 20, 22 ir 2, 13 vektoriai. Iš 1.9 paveikslą galime matyti, jog šį vektorių kombinacija susideda iš skirtingų ilgių vektorių (vienas ilgas, vienas trumpas ir du vidutiniai), o taip pat parinkti vektoriai nėra gretimi nė vienoje iš plokštumų. Šis rezultatas nėra intuityvus lyginant



a)



b)

1.9 pav. penkių fazių inverterio, apkrauto žvaigždės topologijos simetrine apkrova, vektorinė diagrama

Fig. 1.9. Vector diagram a of five-phase inverter with a star topology symmetrical load

su būdais, skirstančiais vektorinę erdvę į sektorius, bet tai yra tiesioginis multi-dimensinio sprendimo rezultatas. Vienas pagrindinių šio įtampos formavimo metodo trūkumų – vektorių parinkimo algoritmas reikalauja didelės skaičiavimų apimties, be to jo vykdymo laikas nėra pastovus, didesnis komutavimo (angl. *switching*) dažnis, lyginant su SPWM metodu. Kita vertus, šis metodas yra geresnis, už pasiūlytą (A Iqbal *et al.* 2005), nes pasiekiamas žemesnis komutavimo dažnis.

1.5. Pirmojo skyriaus išvados ir disertacijos uždavinių formulavimas

1. Daugiafaziai varikliai turi didesnę startinę sukimo momentą, mažesnes sukimo momento pulsacijas, gali tęsti darbą jei yra bent 3 veikiančios fazės, todėl jie, lyginant su trijų fazių varikliais, yra patikimesni ir tinkamesni pavarose kuriuose reikia didelio startinio sukimo momento.
2. Trijų fazių asinchroniniai varikliai gali būti maitinami tiesiogiai iš elektros tinklo arba iš tinklo per daugiafazį dažnio keitiklį. Vienintelis daugiafazių variklių maitinimo būdas – maitinimas iš tinklo per daugiafazį dažnio keitiklį.
3. Apibendrinto metodo daugiafazės įtampos formavimui naudojant erdvinį vektorių moduliacijos būdą, nėra. Kiekvienam fazių skaičiui ir apkrovos jungimo topologijai turi būti kuriamas individualus įtampos formavimo metodas.
4. Daugiafazės asinchroninių elektros variklių pavaros su lyginiu fazių skaičiumi yra mažai ištirtos. Perspektyvios gamybai yra pavaros su šešių fazių varikliais, kuriame statoriaus apvijos išdėstytos simetriškai ir sujungtos žvaigžde su viena neutrale. Tokio variklio gaminimui gali būti panaudotas trijų fazių variklio statorius, nes statoriaus apvijų klojimo griovelio geometrinis išdėstymas yra tinkamas šešių fazių apvijai sukloti. Rinkoje tiekami inverterio raktų moduliai yra trifaziai, todėl gaminant šešių fazių dažnio keitiklį gali būti naudojami 2 moduliai, kurių visi raktų tranzistoriai bus išnaudoti.

Atlikus literatūros analizę, suformuluoti šie disertacijos uždaviniai:

1. Sukurti įtampos formavimo metodus šešių fazių dažnio keitikliui naudojant erdvinio vektoriaus moduliavimo principą ir ištirti juos modeliuojant.

2. Sukurti šešių fazių dažnio keitiklio maketą ir eksperimentiškai ištirti sudarytus įtampos formavimo metodus.
3. Atlikti šešių fazių asinchroninės dažninės pavaros greičio ir sukimo momento pereinamųjų procesų eksperimentinius tyrimus.
4. Nustatyti dažnio keitiklio formuojamos įtampos amplitudės ir dažnio santykio priklausomybes nuo dažnio, atitinkančias minimalią šešių fazių asinchroninės pavaros vartojamą galią.

Šešių fazių įtampos formavimo metodų kūrimas ir tyrimas

Įtampos formavimo metodus daugiafaziuose dažnio keitikliuose galima suskirstyti į dvi grupes: naudojančius sinusoidės palyginimo su pjūklo formos signalu, ir erdvinio vektoriaus moduliavimo (EVM) principu paremti metodai. Formuojant išėjimo įtampą pirmuoju metodu, išėjimo fazių skaičius yra proporcingas sinusoidžių, lyginamų su pjūklo formos signalu, skaičiui. Keičiant fazių skaičių, keičiamas etaloninių sinusoidės formos signalų skaičius ir atitinkamai perstumiamos šių signalų fazės. Keičiant fazių skaičių vektoriniuose metoduose, reikia naujai rasti vektorinę dažnio keitiklio-apkrovos diagramą, ir iš naujo spręsti diagramos suskirstymo į sektorius, bazinių vektorių parinkimo ir jų veikimo laikų apskaičiavimo uždavinius.

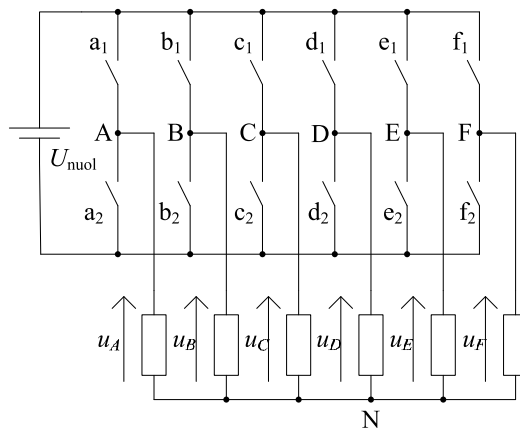
Šių tyrimų tikslas – sudaryti šešių fazių simetrinės apkrovos su viena neutrale, maitinamos šešių fazių dažnio keitikliu, vektorinę diagramą ir analitiškai išspręsti šešių fazių įtampos, skirtos asinchroninio šešių fazių variklio maitinimui, formavimo uždavinį. Išsprendus uždavinį, rezultatus pritaikyti kuriant dažnio keitiklio modelį Matlab/Simulink aplinkoje, ir imitaciniais bandymais ištirti metodo tinkamumą šešių fazių variklio valdymui.

Skyriaus tematika paskelbti penki straipsniai (Lipinskis, Zlosnikas 2015; Lipinskis *et al.* 2014; Lipinskis 2014; Lipinskis *et al.* 2013; Lipinskis 2013).

2.1. Analitinis įtampos formavimo erdvinio vektoriaus moduliavimu uždavinio sprendimas

Šešių fazių asinchroniniam simetriniam varikliui maitinti reikalinga šešių fazių įtampa, neturinti žemo dažnio harmonikų. Kiekvienoje fazėje įtampa turi būti perstumta per $\pi / 3$ laipsnių, lyginant su prieš tai esančia faze. Kaip jau minėjome literatūros apžvalgoje, formuojant įtampą naudojant sinusoidės palyginimą su pjūklo formos signalu, užtenka padidinti etaloninių sinusoidės formos signalų skaičių n su fazių skirtumu $2\pi / n$. Formuojant įtampą EVM metodu, reikia nagrinėti kiekvieną fazių skaičiaus ir apkrovos prijungimo topologijos atvejį atskirai.

Įtampos formavimo metodo kūrimas pradedamas vektorinės diagramos radimu. Vektorinė diagrama yra unikali kiekvienam atvejui, ir priklauso nuo fazių skaičiaus ir variklio apvijų prijungimo prie dažnio keitiklio inverterio, topologijos. Darbe nagrinėjamas šešių fazių variklis, kurio fazinės apvijos sujungtos žvaigždės topologija su vienu izoliuotu neutralės tašku. Supaprastinta variklio prijungimo prie inverterio raktų schema pateikta 2.1 paveiksle.



2.1 pav. Supaprastinta variklio prijungimo prie inverterio schema

Fig. 2.1. Simplified schematic of motor connection to inverter

Kaip matome iš 2.1 paveikslo inverteryje naudojami IGBT raktai pavaizduoti kaip jungikliai, o variklių apvijas atstoja rezistoriai. Bet kuriuo inverterio veikimo momentu, fazės A raktų pora a_1 ir a_2 gali įgyti dvi būsenas: a_1 įjungtas a_2 išjungtas, arba a_1 išjungtas a_2 įjungtas. Pažymėkime fazės A raktų būsenas kintamuoju m_A :

$$m_A = \begin{cases} 1, & \text{kai } a_1 \text{ įjungtas } a_2 \text{ išjungtas} \\ 0, & \text{kai } a_1 \text{ išjungtas } a_2 \text{ įjungtas} \end{cases} \quad (2.1)$$

Pagal (2.1) nustčius visų fazių būsenos funkcijų m_i (kur $i = A, B, C, D, E, F$) vertes duotu laiko momentu, galime rasti momentines kiekvienos fazės apkrovos įtampas:

$$u_i = U_{\text{nuol}} [m_i - 1/6(m_A + m_B + m_C + m_D + m_E + m_F)]. \quad (2.2)$$

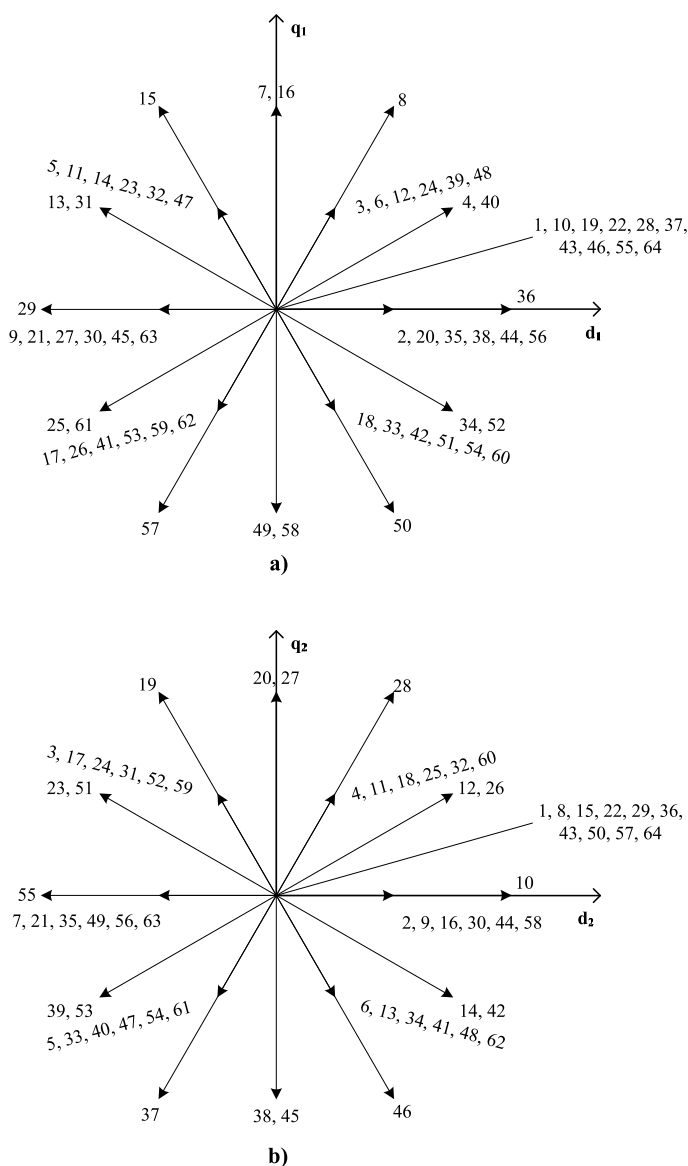
Kadangi kiekvienos fazės raktų pora gali įgyti tik dvi būsenas, o inverteryje iš viso yra 6 raktų poros, inverterio veikimo metu galimos $2^6 = 64$ skirtingos raktų kombinacijos. Kiekvienai šių kombinacijų pagal (2.2) galime rasti momentinės fazinės įtampas u_i . Jas dauginame iš Clarke transformacijos matricos, adaptuotos šešių fazių inverteriui apkrautam simetrine apkrova su viena neutrale:

$$C = \frac{2}{6} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(5\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \sin(3\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(5\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(6\alpha) & \cos(8\alpha) & \cos(10\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(6\alpha) & \sin(8\alpha) & \sin(10\alpha) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1/2 & 1/2 & -1/2 & 1/2 & -1/2 \end{bmatrix}, \quad (2.3)$$

čia $\alpha = 2\pi/6$; ir gauname du vektorinės diagramos vektorius skirtingose plokštumose. Atlikus šią transformaciją visoms 64 inverterio raktų kombinacijoms, gaunama pilna vektorinė inverterio-apkrovos diagrama, kurią sudaro dvi plokštumos d_1-q_1 ir d_2-q_2 turinčios po 64 bazinius vektorius (2.2 pav. a ir b), bei du nuliniai komponentai 0_+ ir 0_- (2.3 pav.).

Pažvelgus į d_1-q_1 ir d_2-q_2 plokštumas, jos atrodo identiškai. Tačiau analizuojant matyti, jog vektorių padėtys plokštumų erdvėse yra skirtingos, pvz. vektorius v36 d_1-q_1 plokštumoje turi didžiausią amplitudę ir 0° kampą, o d_2-q_2 plokštumoje šis vektorius turi amplitudę lygią nuliui (2.2 b pav.). Ši tendencija matoma visiems vektoriams, išskyrus du nulinius vektorius v1 (inverterio raktų kombinacija 111111) ir v64 (000000) ir du pseudo-nulinius vektorius v22 (101010) ir v43 (010101), kurių amplitudės yra lygios nuliui abejose vektorinėse diagramose.

Kaip matyti iš 2.2 a paveikslo, vektoriai gali būti suskirstyti pagal amplitudę į tris grupes: ilgieji vektoriai kurių amplitudė lygi $0,667U_{\text{nuol}}$, pvz. v36 (2.2 a pav.), vidutiniai vektoriai kurių amplitudė lygi $0,577U_{\text{nuol}}$ pvz. v4 (2.2 a pav.), trumpieji vektoriai kurių amplitudė lygi $0,333U_{\text{nuol}}$, pvz. v2 (2.2 a pav.).

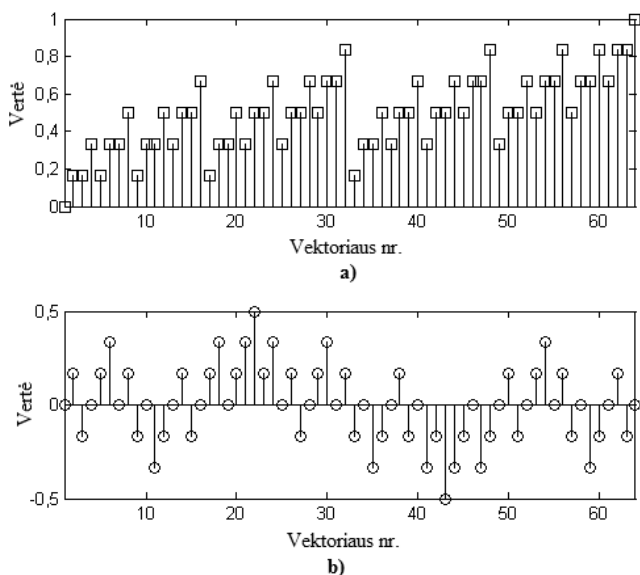


2.2 pav. Šešių fazių dažnio keitiklio, apkrauto simetrine apkrova su viena izoliuota neutrале, vektorinės diagramos: a) d_1 - q_1 plokštuma; b) d_2 - q_2 plokštuma

Fig. 2.2. Space vector diagram of a six phase inverter connected to a symmetrical star topology load with one isolated neutral: a) d_1 - q_1 plane; b) d_2 - q_2 plane

Taip pat iš d_1 - q_1 plokštumos vektorinės diagramos matyti, jog visi ilgieji vektoriai yra unikalūs t. y. neturi tos pačios amplitudės ir kampo dublikatų. Vidutiniai vektoriai turi po vieną dublikatą, pvz. v_4 ir v_{40} yra tos pačios amplitudės ir kampo. Trumpieji vektoriai turi po 5 dublikatus (v_2 , v_{20} , v_{35} , v_{38} , v_{44} , v_{56} amplitudės ir kampai yra tokie patys). Todėl, jeigu įtampa formuojama naudojant vidutinius arba trumpuosius vektorius, atsiranda papildomas laisvės laipsnis parenkant vieną ar kelis vektorius.

Nelyginio fazių skaičiaus atvejais, įtampa formuojama suskirsčius d_1 - q_1 plokštumos diagramą į simetrinius sektorius po π/n laipsnių (A Iqbal *et al.* 2005; D. Dujic *et al.* 2007; Drazen Dujic *et al.* 2007; Dujic *et al.* 2009). Kaip matome iš 2.2 a paveikslo, suskirsčius šią diagramą į $\pi/6$ dydžio sektorius, sektoriaus pradžią imant v_{36} ir einant pagal laikrodžio rodyklę, gaunami sektoriai, kurių kraštai kaskart ribojasi su baziniais vektoriais, ko pasėkoje sektoriaus kraštuose yra nevienodo ilgio vektoriai: pvz. pirmojo sektoriaus atveju viename krašte išsidėstę trumpieji vektoriai v_2 , v_{20} , v_{35} , v_{38} , v_{44} , v_{56} ir ilgis vektorius v_{36} , o kitame krašte vidutiniai vektoriai v_4 , v_{40} . Dėl šios priežasties, vektorių parinkimo būdų, taikomų esant nelyginiam fazių skaičiui, tiesiogiai pritaikyti šiam atvejui neįmanoma.



2.3 pav. Nuliniai vektorinės diagramos komponentai:

a) 0_+ komponentas; b) 0_- komponentas

Fig. 2.3. Zero sequence components of the vector diagram:

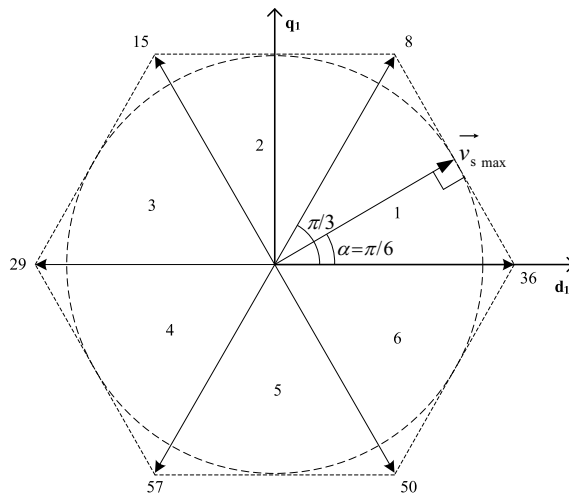
a) 0_+ component; b) 0_- component

Nelyginio fazių skaičiaus atveju, nenagrinėjami ir „0“ vektorinės erdvės komponentai. 0_+ komponentas nenagrinėjamas todėl, kad jis nepasireiškia žvaigždės topologija sujungtose apkrovose su izoliuotu neutralės tašku (D. Dujic *et al.* 2007). 0. komponentas nepasireiškia nelyginio fazių skaičiaus apkrovose, todėl kuriant erdviųjų vektorių įtampos formavimo metodus nelyginio fazių skaičiaus dažnio keitikliams, į jį taip pat nekreipiama dėmesio (Levi *et al.* 2007).

Kuriant erdviųjų vektorių moduliavimo metodą šešių fazių dažnio keitikliui, apkrautam žvaigždės topologijos simetrine apkrova su viena izoliuota neutrale, 0_+ komponentas (2.3 a pav.) nepasireiškia, nes apkrova yra su izoliuota neutrale, todėl jo galima nenagrinėti. Kita vertus 0. komponentas (2.3 b pav.) gali turėti įtakos išėjimo įtampai, tačiau dėl mažai ištirtų daugiafazių sistemų su lyginiu fazių skaičiumi, įtakos pobūdis yra sunkiai prognozuojamas.

2.1.1. Įtampos formavimo metodas ilgaisiais vektoriais

Kaip minėjome anksčiau, šešių fazių dažnio keitiklio apkrauto simetrine apkrova su viena izoliuota neutrale d_1 - q_1 (pagrindinės) plokštumos vektorinė diagrama negali būti suskirstyta į $2n$ simetrinių sektorių po π / n laipsnių, kaip tai įmanoma esant nelyginiam fazių skaičiui. Tačiau iš 2.2 a paveikslo galima matyti, jog atmetus vidutinius ir trumpuosius vektorius, diagramą galima suskirstyti į šešis simetrinius sektorius po $\pi / 3$ laipsnių (2.4 pav.).



2.4 pav. Pagrindinės vektorinės plokštumos diagrama, atmetus vidutinius ir trumpuosius vektorius, padalinta į šešis sektorius.

Fig. 2.4. Space vector diagram of the main plane with medium and small vectors removed, divided into six sectors.

Sistemose su nelyginiu fazių skaičiumi, šalutinės vektorinės plokštumos (d_m-q_m , kai $m > 1$) yra atsakingos už įtampos harmonikų formavimą (Huangsheng Xu *et al.* 2001), taigi galima daryti prielaidą, jog ir esant lyginiam fazių skaičiui sistemoje, norint gauti sinusoidės formos išėjimo įtampą be papildomų harmonikų, erdviniai vektoriai turi būti parenkami taip, kad pagrindinėje vektorinėje plokštumoje d_1-q_1 sudarytų išėjimo įtampos atstojamąjį vektorių, o šalutinėse plokštumose atstojamojo vektoriaus modulis turi būti lygus nuliui.

Pažvelgus į šalutinę d_2-q_2 plokštumą (2.2 b pav.) matyti, kad ilgiausių pagrindinės plokštumos vektorių v_{36} , v_8 , v_{15} , v_{29} , v_{57} , v_{50} moduliai yra lygus nuliui, vadinasi bet kuriuo atveju, formuojant įtampą šiais vektoriais, šalutinėje plokštumoje atstojamojo vektoriaus modulis bus lygus nuliui.

Taigi, įtampos formavimui naudojant šešis pagrindinius vektorius, pagrindinė vektorinė diagrama padalinama į šešis sektorius, kurių kraštuose išsidėstę ilgieji vektoriai. Kaip matome iš 2.4 paveikslo vektorinė diagrama yra šešiakampio pavidalo. Didžiausia įtampa kurią galima pasiekti be harmoninių iškraipymų atitinka didžiausia apskritimo spindulį, kurį galime įbrėžti į šį šešiakampį. Šis apskritimas atitinka ilgiausio atstojamojo išėjimo įtampos vektoriaus sukimosi trajektoriją vektorinėje diagramoje. Iš anksčiau žinome, kad ilgiausiojo vektoriaus modulis yra lygus $0,667U_{nuol}$. Iš 2.4 paveikslo matyti, kad apskritimas liečia šešiakampio kraštinę ties $\pi/6^\circ$, o apskritimo spindulio linija sudaro statų kampą su šešiakampio kraštine. Pagal tai, galime rasti apskritimo spindulį, kuris atitinka ilgiausią galimą išėjimo įtampos vektoriaus modulį:

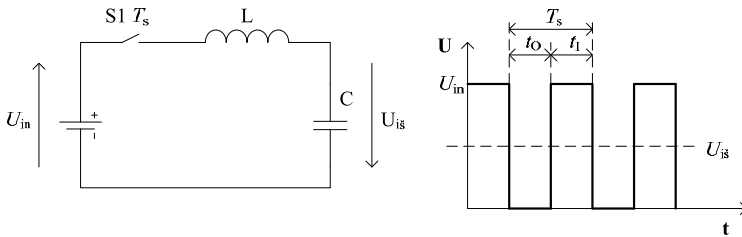
$$\left| \vec{v}_{s \max} \right| = 0,667U_{nuol} \cos(\pi/6) = 0,577U_{nuol} . \quad (2.4)$$

Daugiafazėse sistemose su lyginiu fazių skaičiumi, kuomet išėjimo įtampa yra sinusoidės formos be papildomų harmonikų, maksimali įtampos amplitudė negali viršyti $0,5U_{nuol}$. Taip yra todėl, kad lyginėse sistemose kiekviena fazė turi priešingą fazę perstumta per 180° viena kitos atžvilgiu. Vienos fazės įtampa yra maksimali; priešingos (perstumtos per 180°) fazės įtampa tuo pačiu momentu yra minimali, o skirtumas tarp šių verčių negali viršyti U_{nuol} , taigi esant simetrinei sistemai maksimali amplitudės vertė negali viršyti $0,5U_{nuol}$. Iš gautos teoriskai apskaičiuotos $U_{m \max} = 0,577U_{nuol}$ vertės galima spręsti, jog išėjimo įtampoje atsiras žemo dažnio harmonikos.

Inverterio išėjimo įtampa formuojama pagrindinėje vektorinėje plokštumoje sudarant atstojamąjį vektorių \vec{v}_s . Šis vektorius sukasi prieš laikrodžio rodyklę greičiu $\omega = 2\pi f$, čia f - išėjimo įtampos dažnis. Vektorinėje diagramoje yra 6 sektoriai. Atstojamasis vektorius formuojamas iš sektoriaus, kuriame jis randasi duotu laiko momentu, kraštinių vektorių.

Atstojamasis išėjimo įtampos vektorius sudaromas perjungiant sektoriaus, kuriame jis yra duotu laiko momentu, bazinius vektorius, kartu su nuliniiais vektoriais. Dažnis kuriuo vyksta perjungimas, vadinamas nešančiuoju dažniu f_s . Kuo šis dažnis didesnis, tuo didesnė atstojamojo vektoriaus kampinio poslinkio raiška t. y. tuo daugiau diskrečių taškų yra vektoriaus trajektorijoje. Išėjimo įtampos amplitudė yra valdoma volt-sekundės principu, kurį plačiai naudoja žeminantys (angl. *buck*, *step-down*) įtampos konverteriai.

Panagrinėkime supaprastintą įtampą žeminančio konverterio grandinę, pavaizduotą 2.5 paveiksle.



2.5 pav. Supaprastinta žeminančio įtampą konverterio grandinė

Fig. 2.5 Simplified circuit diagram of a step-down converter

Jungiklis S1 perjungiamas periodu T_s , $U_{in} = 10$ V. Norint gauti $U_{is} = 5$ V įtampą grandinės išėjime, reikia apskaičiuoti laiko tarpą t_I , kurį jungiklis turi būti įjungtas, kad vidutinė įtampa per periodą būtų 5 V. Tam sudaroma volt-sekundės balanso lygtis:

$$U_{in} t_I = U_{is} T_s, \quad (2.5)$$

čia $T_s = t_I + t_O$.

Ištačius kintamuosius, gauname:

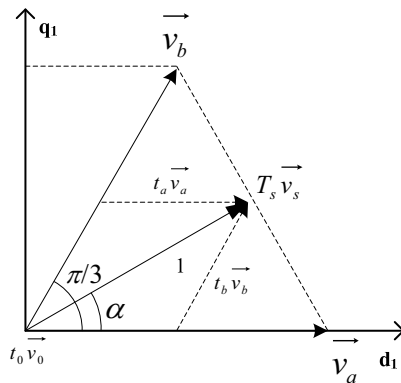
$$10 t_I = 5 T_s. \quad (2.6)$$

Iš čia gauname jungiklio veikimo trukmes:

$$t_I = 0,5 T_s, \quad (2.7)$$

$$t_O = T_s - t_I. \quad (2.8)$$

Toks pat principas taikomas apskaičiuojant bazinių vektorių veikimo laikus. 2.6 paveiksle pavaizduotas pirmasis vektorinės diagramos sektorius.



2.6 pav. Atstojamojo išėjimo įtampos vektoriaus formavimas pirmajame vektorinės diagramos sektoriuje

Fig. 2.6 Formation of the reference vector in the first sector of the vector diagram

Taikant volt-sekundės taisyklę, jeigu atstojamasis išėjimo įtampos vektorius \vec{v}_s formuojamas iš bazinių vektorių \vec{v}_a ir \vec{v}_b , galime užrašyti tokią įtampų balanso lygtį:

$$\vec{v}_a t_a + \vec{v}_b t_b = \vec{v}_s T_s. \quad (2.9)$$

Supaprastinant skaičiavimus, galime užrašyti vektorių projekcijų į d ašį volt-sekundės balanso lygtį:

$$|\vec{v}_a|(\cos 0)t_a + |\vec{v}_b|\cos(60)t_b = |\vec{v}_s|\cos(\alpha)T_s. \quad (2.10)$$

Kadangi nežinomi kintamieji yra du, sudaroma ir vektorių projekcijų į q ašį volt-sekundės balanso lygtis:

$$|\vec{v}_a|\sin(0)t_a + |\vec{v}_b|\sin(60)t_b = |\vec{v}_s|\sin(\alpha)T_s. \quad (2.11)$$

Apjungus (2.10) ir (2.11) į sistemą gauname:

$$\begin{cases} |\vec{v}_a|t_a + |\vec{v}_b|\cos(60)t_b = |\vec{v}_s|\cos(\alpha)T_s \\ |\vec{v}_b|\sin(60)t_b = |\vec{v}_s|\sin(\alpha)T_s \end{cases}. \quad (2.12)$$

Išsprendus (2.12) randamos vektorių veikimo laikų lygtys pirmajam sektoriui:

$$t_a = \frac{\left| \vec{v}_s \right| \sin(60 - \alpha)}{\left| \vec{v}_a \right| \sin(60)} T_s, \quad (2.13)$$

$$t_b = \frac{\left| \vec{v}_s \right| \sin(\alpha)}{\left| \vec{v}_b \right| \sin(60)} T_s. \quad (2.14)$$

Dažnai, praktiškai įgyvendinant įtampos formavimo algoritmus (2.13) ir (2.14) dar labiau suprastinamos, įvedant moduliacijos indeksą M :

$$M = \frac{\left| \vec{v}_s \right|}{\left| \vec{v}_{a,b} \right| \sin(60)} = \frac{2 \left| \vec{v}_s \right|}{\sqrt{3} \left| \vec{v}_{a,b} \right|}. \quad (2.15)$$

Tada (2.13) ir (2.14) užrašomos:

$$t_a = M \sin(60 - \alpha) T_s, \quad (2.16)$$

$$t_b = M \sin(\alpha) T_s. \quad (2.17)$$

Maksimalų moduliacijos indeksą galime rasti išistačius į (2.15) didžiausią $\left| \vec{v}_s \right|$ vertę, kurią gavome naudojant (2.4):

$$M_{\max} = \frac{2 \cdot 0,577 U_{\text{nuol}}}{\sqrt{3} \cdot 0,667 U_{\text{nuol}}} \approx 1. \quad (2.18)$$

Moduliacijos indeksas inverteriui, atvejui kai išėjimo įtampoje nėra žemo dažnio harmonikų, yra tiesiogiai proporcingas išėjimo įtampos amplitudei, ir gali būti keičiamas ribose $0 \leq M \leq 1$. Jeigu moduliacijos indeksas $M > 1$, formuojamo atstojamojo vektoriaus ilgis išeis už leistinų ribų (2.4 pav.) ir inverterio išėjimo įtampoje atsiras žemo dažnio harmonikos.

Pritaikius (2.13) ir (2.14) bet kuriam vektorinės diagramos sektoriui k , gauname:

$$t_a = \frac{\left| \vec{v}_s \right| \sin(k\pi/3 - \alpha)}{\left| \vec{v}_a \right| \sin(\pi/3)} T_s, \quad (2.19)$$

$$t_b = \frac{\left| \vec{v}_s \right| \sin(\alpha - (k-1)\pi/3)}{\left| \vec{v}_b \right| \sin(\pi/3)} T_s, \quad (2.20)$$

čia k – sektoriaus numeris, α – išėjimo įtampos vektoriaus kampas, T_s – perjungimo (nešlio) periodas, $\left| \vec{v}_a \right| = \left| \vec{v}_b \right| = 0,667U_{\text{nuol}}$.

Gautos t_a ir t_b išraiškos tinka vektorių įjungimo laikų apskaičiavimui, kai atstojamasis vektorius yra bet kuriame iš šešių sektorių.

Nulinių vektorių (kai išjungiamą įtampa apkrovai, taip pat kaip ir vienmačio uždavinio atveju) veikimo trukmė lygi:

$$t_0 = T_s - t_a - t_b. \quad (2.21)$$

Sudarome vektorių perjungimo lentelę (2.1 lentelė) kiekvienam sektoriui. Atstojamajam vektoriui esant pirmajame sektoriuje vektorius nr. 36 yra \vec{v}_a , ir jo veikimo laikas yra t_a . Vektorius \vec{v}_b yra vektorius nr. 8, ir jo veikimo laikas yra t_b . Atstojamajam vektoriui patekus į antrąjį sektorių (2.4 pav.), vektorius nr 8 laikomas vektoriumi \vec{v}_a , ir jam skaičiuojamas veikimo laikas t_a .

Vektorius \vec{v}_b šiame sektoriuje yra vektorius nr 15. Analogiškai sudaroma lentelė visiems 6 vektorinės diagramos sektoriams. Nulinių vektorių veikimo laikas yra vienodai padalinamas tarp dviejų nulinių vektorių, pusę t_0 laiko įjungiamas 1 vektorius (kombinacija 000000) ir kitą pusę 64 vektorius (111111). Taigi pagal sudarytą lentelę įtampa kiekviename sektoriuje yra formuojama iš keturių skirtingų bazinių vektorių: dviejų aktyviųjų, kurie kinta priklausomai nuo sektoriaus, ir dviejų nulinių vektorių.

2.1 lentelė. Perjungimo lentelė, kai naudojami tik ilgiausi vektoriai

Table 2.1. Switching table when the largest magnitude vectors are used

Sektorius	$t_0/2$	t_a	t_b	$t_0/2$
1	000000	110001	111000	111111
2	000000	111000	011100	111111
3	000000	011100	001110	111111
4	000000	001110	000111	111111
5	000000	000111	100011	111111
6	000000	100011	110001	111111

2.1.2. Įtampos formavimo metodas vidutiniais vektoriais

Kaip buvo aptarta ankstesniuose skyriuose, maksimali apskaičiuota išėjimo įtampa kai naudojami tik ilgieji vektoriai yra didesnė už $0,5U_{\text{nuol}}$, kas leidžia spėti, jog įtampa inverterio išėjime turės papildomų harmoninių iškraipymų. Pažvelkime į vektorinės diagramos pagrindinę ir šalutinę plokštumas, kuomet pavaizduoti tik vidutiniai vektoriai (2.7 pav.). Kaip matome iš diagramos, visi vidutiniai vektoriai turi vienodus ilgius šalutinėje d_2 - q_2 plokštumoje, tačiau jų modulis šioje plokštumoje yra $0,333U_{\text{nuol}}$, tad šioje plokštumoje jie priskiriami trumpųjų vektorių grupei. Be to, pagrindinėje plokštumoje persidengiantys vektoriai, pvz. nr 4 ir 40, šalutinėje d_2 - q_2 plokštumoje yra priešpriešiniai, t. y. jų kryptis skiriasi 180° . Antrojo skyriaus pradžioje apskaičiavome, kad vidutinių vektorių modulis yra lygus $0,577U_{\text{nuol}}$. Šiuo atveju maksimalus išėjimo įtampos vektoriaus ilgis yra:

$$\left| \vec{v}_{s \text{ max}} \right| = 0,577U_{\text{nuol}} \cos(\pi / 6) \approx 0,5U_{\text{nuol}} . \quad (2.22)$$

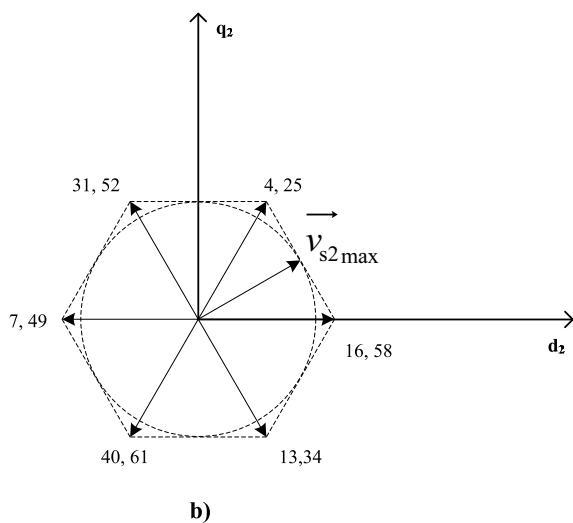
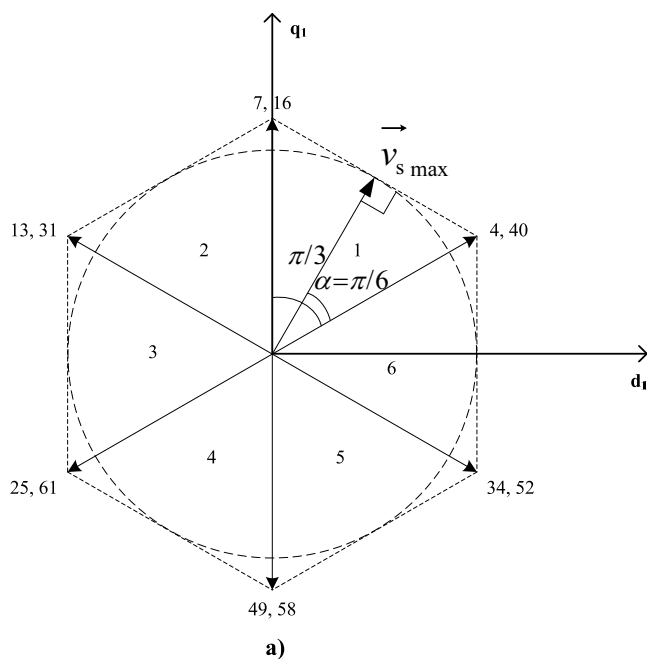
Kaip matome, gauta vertė atitinka teorinį 6 fazių inverterio su žvaigžde sujungta topologija išėjimo įtampos maksimumą, tad galime prognozuoti, kad, formuojant įtampą iš vidutinių vektorių, inverterio išėjimo įtampoje bus tik pagrindinė dedamoji be papildomų harmonikų.

Formuojant įtampą vidutiniais vektoriais pagrindinėje plokštumoje yra neišvengiamai formuojamas ir vektorius \vec{v}_{s2} šalutinėje plokštumoje, nes kaip ir minėjome, pasirinkti vektoriai d_2 - q_2 plokštumoje yra ne nulinio ilgio. Maksimali įtampa, kuri gali būti suformuota šioje plokštumoje yra lygi:

$$\left| \vec{v}_{s2 \text{ max}} \right| = 0,333U_{\text{nuol}} \cos(\pi / 6) = 0,288U_{\text{nuol}} . \quad (2.23)$$

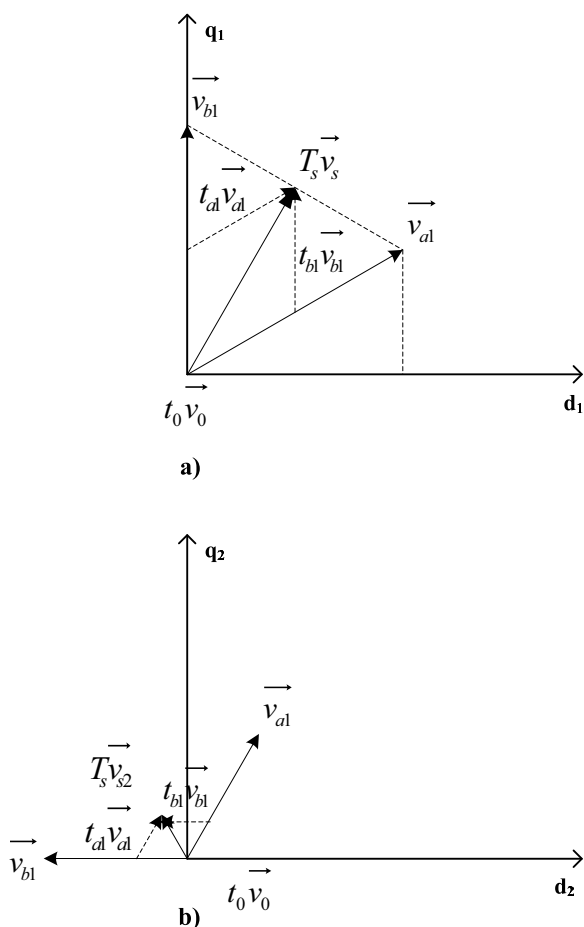
Pagrindinę plokštumą (2.7 a pav.), kaip ir ilgųjų vektorių atveju, galima padalinti į šešis sektorius, kurių kraštuose yra po du persidengiančius vidutinio ilgio vektorius.

Atstojamajam išėjimo įtampos vektoriui formuoti pakanka dviejų vektorių iš pagrindinės plokštumos: po vieną iš kiekvieno sektoriaus, kuriame formuojamas atstojamasis vektorius, krašto. Tačiau dėl to, kad vidutiniai vektoriai yra ne nulinio ilgio šalutinėje plokštumoje, šioje plokštumoje bus formuojamas išėjimo vektorius \vec{v}_{s2} pavaizduotas 2.8 b paveiksle. Kaip matyti iš paveiklso, atstojamasis vektorius šalutinėje plokštumoje yra formuojamas ne iš vieno sektoriaus krašte esančių vektorių, o iš vektorių, nutolusių vienas nuo kito per 2 sektorius. Tai lemia mažesnę nei apskaičiuotas pagal (2.23) atstojamojo vektoriaus ilgį šalutinėje plokštumoje.



2.7 pav. Vektorinės diagramos plokštumos, kuriose atvaizduoti tik vidutiniai vektoriai

Fig. 2.7 Space vector diagram, only medium vectors are visualised



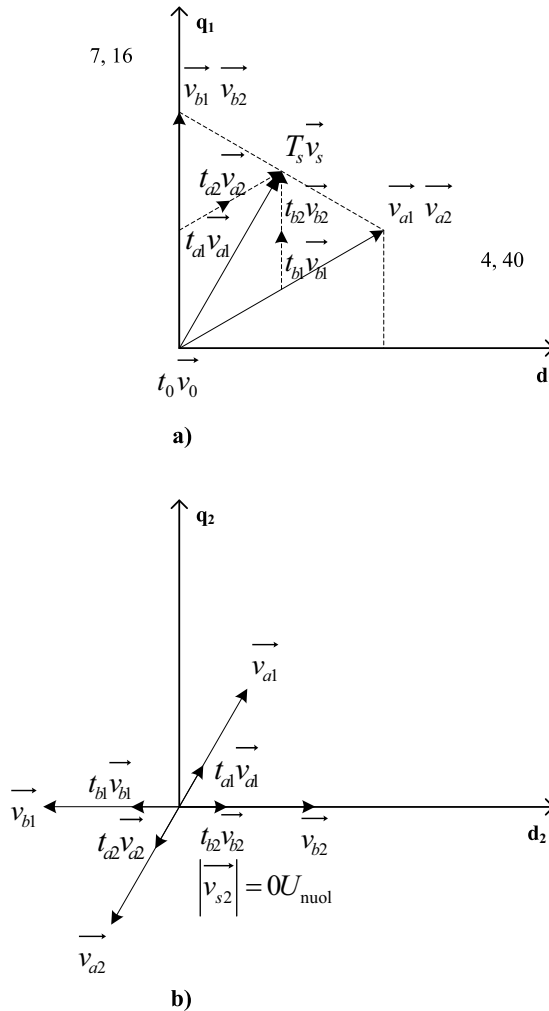
2.8 pav. Išėjimo įtampos vektoriaus formavimas naudojant du vidutinius vektorius: a) d_1 - q_1 plokštuma; b) d_2 - q_2 plokštuma

Fig. 2.8. Output voltage vector forming using two medium vectors: a) d_1 - q_1 plane; b) d_2 - q_2 plane

Atliekant literatūros apžvalgą nelyginėms daugiafazės sistemoms (Levi *et al.* 2007), buvo nustatyta, kad vektorių kurie formuojami šalutinėse plokštumose moduliai (ilgiai) yra tiesiogiai proporcingi 3,5,7 ir aukštesnių harmonikų amplitudei išėjimo įtampoje. Dėl šios priežasties, norint turėti įtampą be žemo dažnio harmonikų, visose šalutinėse plokštumose (šešių fazių atveju yra tik viena šalutinė plokštuma) atstojamųjų vektorių ilgis turi būti nulinis. Kaip matome

iš 2.8 b paveikslo, naudojant tik du vektorius atstojamojo vektoriaus kūrimui neišvengiamai formuojamas vektorius ir d_2 - q_2 plokštumoje.

Būtent dėl šios priežasties turi būti naudojami visi 4 vidutiniai vektoriai, esantys sektoriuje. 2.9 paveiksle pavaizduoti visi pagrindinės plokštumos pirmame sektoriuje esantys vidutinio ilgio vektoriai.



2.9 pav. Atstojamojo išėjimo įtampos vektoriaus formavimas, naudojant keturis vidutinio ilgio vektorius: a) d_1 - q_1 plokštuma; b) d_2 - q_2 plokštuma

Fig. 2.9. Output voltage reference vector forming using four medium vectors: a) d_1 - q_1 plane; b) d_2 - q_2 plane

Vektoriai $\vec{v}_{a1}, \vec{v}_{a2}, \vec{v}_{b1}, \vec{v}_{b2}$ yra pirmojo sektoriaus vektoriai nr 4, 40, 7, 16 atitinkamai. Kaip matome iš 2.9 a paveikslo vektoriai \vec{v}_{a1} ir \vec{v}_{a2} yra persidengiantys pagrindinėje plokštumoje. Kita vertus šalutinėje plokštumoje (2.9 b pav.) šių vektorių ilgiai yra vienodi, tačiau jų kryptis skiriasi 180° . Būtent ši savybė leidžia formuoti išėjimo įtampą be papildomų žemos eilės harmonikų, kylančių iš d_2 - q_2 plokštumos. Tarkim norime gauti vektorių d_1 - q_1 plokštumoje, persidengiantį su vektoriais \vec{v}_{a1} ir \vec{v}_{a2} (esanti tokio pat ilgio ir kampo), tačiau turintį nulinį ilgį d_2 - q_2 plokštumoje. Šis tikslas pasiekiamas sudedant du vektorius laiko periode: pusę periodo suteikiant vektoriui \vec{v}_{a1} , kitą pusę periodo vektoriui \vec{v}_{a2} . 2.9 a paveiksle matome, jog sudėjus vektorius gautume tokio pat ilgio ir kampo vektorių kaip \vec{v}_{a1} arba \vec{v}_{a2} , tačiau d_2 - q_2 plokštumoje susumavus šiuos vektorius gauname nulinio ilgio vektorių. Tokių bazinių vektorių, sudarytą iš dviejų vektorių, vadinsime sudėtinio bazinio vektoriumi. Taip pat verta pastebėti, kad sudėtinio bazinio vektoriaus, suformuoto iš dviejų bazinių vektorių, ilgis yra toks pat kaip vieno bazinio vektoriaus ilgis, todėl taikant tokį šalutinės plokštumos vektoriaus eliminavimą, neprarandama išėjimo įtampa.

Taigi formuojant įtampą šiuo atveju, įtampa yra formuojama iš sudėtinio bazinio vektorių (sudarytų iš \vec{v}_{a1} ir \vec{v}_{a2} arba \vec{v}_{b1} ir \vec{v}_{b2} atitinkamai), kurių veikimo laikai apskaičiuojami atitinkamai:

$$t_a |\vec{v}_{a12}| = 0,5t_a |\vec{v}_{a1}| + 0,5t_a |\vec{v}_{a2}|, \quad (2.24)$$

$$t_b |\vec{v}_{b12}| = 0,5t_b |\vec{v}_{b1}| + 0,5t_b |\vec{v}_{b2}|. \quad (2.25)$$

Veikimo laikai sektoriuje t_a ir t_b apskaičiuojami pagal:

$$t_a = \frac{|\vec{v}_s| \sin(k\pi/3 - \alpha)}{|\vec{v}_{a12}| \sin(\pi/3)} T_s, \quad (2.26)$$

$$t_b = \frac{|\vec{v}_s| \sin(\alpha - (k-1)\pi/3)}{|\vec{v}_{b12}| \sin(\pi/3)} T_s, \quad (2.27)$$

$$\text{čia } |\vec{v}_{a12}| = |\vec{v}_{b12}| = 0,577U_{\text{nuol}}.$$

Nulinių vektorių veikimo laikas randamas pagal (2.17). Kaip matome, gautos vektorių įjungimo laikų apskaičiavimo lygtys (2.26, 2.27) skiriasi tik vienu kintamuoju nuo lygčių (2.19, 2.20). Taip yra todėl, kad abiem atvejais pagrindinė vektorinė plokštuma yra suskirstyta į šešis simetriškus sektorius, po 60° , skiriasi tik bazinių vektorių, iš kurių formuojamas atstojamasis išėjimo įtampos vektorius, ilgis.

Sudarant vektorių perjungimo lenteles turime vieną laisvės laipsnį: vektorių sekos eiliškumą. Šiame skyriuje siūlomam įtampos formavimo metodui buvo sudarytos dvi skirtingos 2.2 ir 2.3 lentelėse pavaizduotos vektorių perjungimo sekos.

2.2 lentelė. Perjungimo lentelė, kai naudojami tik vidutiniai vektoriai

Table 2.2. Switching table when the medium magnitude vectors are used

Sektorius	$t_0/2$	$t_a/2$	$t_a/2$	$t_b/2$	$t_b/2$	$t_0/2$
1	000000	110000	111001	111100	011000	111111
2	000000	011000	111100	011110	001100	111111
3	000000	001100	011110	001111	000110	111111
4	000000	000110	001111	100111	000011	111111
5	000000	000011	100111	110011	100001	111111
6	000000	100001	110011	111001	110000	111111

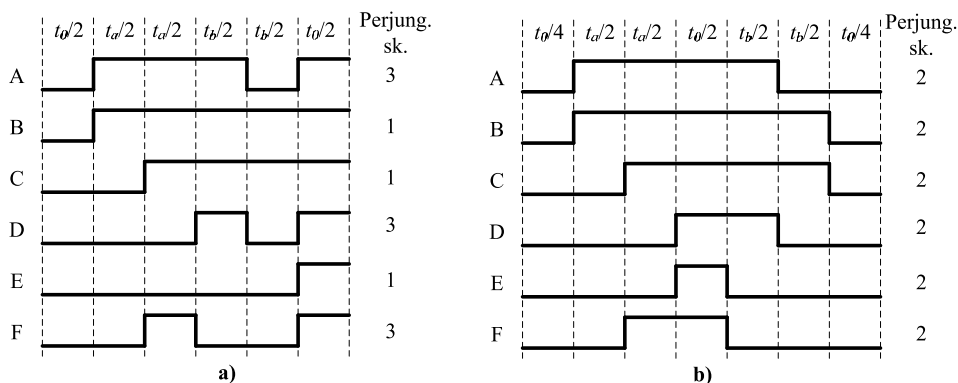
2.3 lentelė. Perjungimo lentelė, kai suvienodintas inverterio jungiklių perjungimų skaičius periode

Table 2.3. Switching table when transistor switch count per period is equalised

Sektorius	$t_0/4$	$t_a/2$	$t_i/2$	$t_0/2$	$t_b/2$	$t_b/2$	$t_0/4$
1	000000	110000	111001	111111	111100	011000	000000
2	000000	011000	111100	111111	011110	001100	000000
3	000000	001100	011110	111111	001111	000110	000000
4	000000	000110	001111	111111	100111	000011	000000
5	000000	000011	100111	111111	110011	100001	000000
6	000000	100001	110011	111111	111001	110000	000000

Pirmoji seka, kurioje perjungimų skaičius per periodą yra nesuvienodintas, buvo sudaryta vektorių perjungiant tiesiog ta eilės tvarka, kuria jie gauti taikant

Clarke transformaciją. Taikant šią perjungimo tvarką gaunama pirmojo įtampos formavimo sektoriaus ($k = 1$) laikinė inverterio puslaidininkinių jungiklių veikimo diagrama (2.10 a pav.).



2.10 pav. Pirmojo sektoriaus vieno periodo laikinės diagramos:

a) parenkant vektorius iš eilės didėjimo tvarka; b) kai vektoriai perjungimo lentelėje išdėstyti suvienodinant raktų perjungimo skaičių per periodą. A, B, C... – keitiklio fazė

Fig. 2.10. Time plot of first sector's period: a) using vector alignment by ascending vector number; b) when vectors are aligned to equalize the switch count per period A, B, C... – inverter phase

Kaip matome iš diagramos (2.10 a pav.), dalis jungiklių per vieną nešlio signalo periodą persijungia 3 kartus, kita dalis – 1 kartą. Toks persijungimų skaičiaus nevienodumas gali turėti įtakos išėjimo įtampos aukštojo dažnio harmonikoms, dar vadinamoms komutavimo triukšmais.

Kita vektorių perjungimo seka buvo sudaryta taip, kad sektorių vieno periodo laikinėse diagramose tranzistorių perjungimo skaičius būtų vienodas – 2 perjungimai (2.10 b pav.). Iš pirmojo sektoriaus abiejų perjungimo sekų laikinių diagramų (2.10 pav.) akivaizdu, kad vektorių veikimo trukmė išlieka nepakitusi, nors antrosios sekos perjungimo lentelė turi vienu stulpeliu daugiau.

Antroji lentelė (2.3 lentelė) padidėjo dėl to, kad vienas iš nulinių vektorių yra įjungiamas du kartus per periodą, tačiau jo veikimo laikas yra tolygiai pasiskirstytas, ir bendra jo įjungimo trukmė lieka ta pati kaip ir pirmuoju atveju.

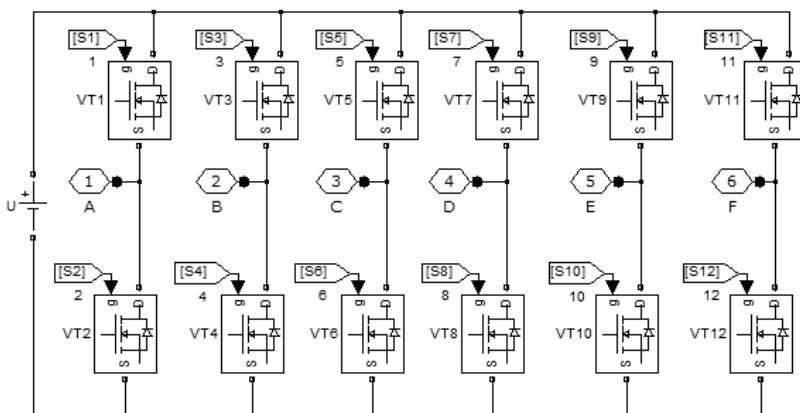
2.2. Imitaciniai erdvinio vektoriaus moduliavimo įtampos formavimo metodų bandymai „Simulink“ aplinkoje

Sukurti EVM metodai buvo ištirti programa Matlab/Simulink. Siekiant ištirti įtampos formavimo metodų tinkamumą, buvo sukurtas šešių fazių dažnio keitiklio, apkrauto žvaigždės topologijos jungimo simetrine apkrova su viena neutrale, imitacinis modelis. Vykdamt imitacinius bandymus, buvo analizuojama apkrovai tiekiamą fazinę įtampą.

2.2.1. Įtampos formavimas naudojant ilgusios vektorius

Erdvinio vektoriaus moduliacijos metodas, kai naudojami tik ilgiausi vektoriai buvo išbandytas modeliuojant dažnio keitiklio veikimą Simulink terpėje.

Šešių fazių dažnio keitiklio inverterio modelis buvo sudarytas iš 12 MOS-FET tranzistorių su apsaugos nuo atgalinės EVJ diodais (2.11 pav.). Tranzistorių kanalo varža esant atviram tranzistoriui $R_{on} = 0,1 \, \Omega$, apsauginio diodo varža $R_d = 0,01 \, \Omega$, diodo induktyvumas $L_d = 0 \, \text{H}$, tiesioginė apsauginio diodo įtampa $U_d = 0 \, \text{V}$. Inverteris buvo maitinamas iš nuolatinės įtampos šaltinio, kurio įtampa $U_{nuol} = 400 \, \text{V}$.



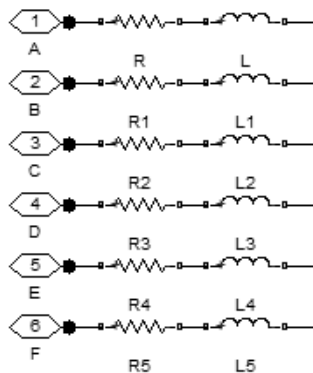
2.11 pav. Šešių fazių dažnio keitiklio inverterio modelis Simulink terpėje

Fig. 2.11. Six phase frequency converter's inverter model in Simulink

Inverterio apkrova buvo modeliuojama dvejomis grandinėmis. Pirmoji grandinė yra žvaigžde sujungta simetrinė RL grandinė (2.12 pav.). Ši grandinė buvo naudojama induktyviosios apkrovos imitavimui. Modeliuojant ir eksperimentiškai

tiriant įtampos formavimo metodus ir netgi inverterio raktuose atsirandančius nuostolius įprasta naudoti RL grandines (Casadei *et al.* 2009; Nemec *et al.* 2013). Norint tiksliai modeliuoti apkrovą elektros varikliu, reikalingas elektros variklio matematinis modelis, tačiau sukurti daugiafazio elektros variklio modelį yra sudėtingas matematinis uždavinys, išeinantis už disertacijos uždavinių ribų, todėl buvo pasirinktas paprastesnis variantas. RL apkrovos parametrai buvo parinkti atsižvelgiant į tipinio vidutinės galios elektros variklio apvijų statinius parametrus: $R = 5 \, \Omega$, $L = 10 \, \text{mH}$.

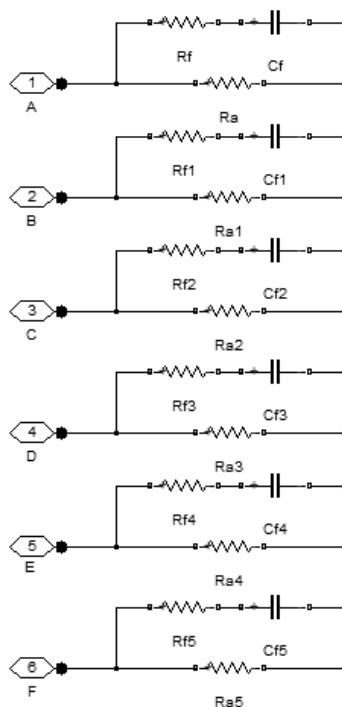
Antroji grandinė buvo rezistyvinė grandinė su žemųjų dažnių RC filtru (2.13 pav.). Ši grandinė buvo naudojama fazinės išėjimo įtampos aukšto dažnio perjungimo triukšmų filtravimui. Eksperimentinių bandymu metu buvo sudaryta reali tokių pat parametrų grandinė eksperimentinių ir modeliavimo rezultatų palyginimui. Apkrovos $R_{ap} = 10 \, \text{k}\Omega$, filtro $R_f = 100 \, \text{k}\Omega$, $C_f = 0,01 \, \mu\text{F}$. Suprojektuotos grandinės RC filtro atkirtos dažnis $f_{atk} \approx 159 \, \text{Hz}$.



2.12 pav. Induktyviosios grandinės modelis Simulink terpėje, naudotas inverterio apkrovai induktyvine apkrova

Fig. 2.12. Inductive circuit used as inverter's load in Simulink

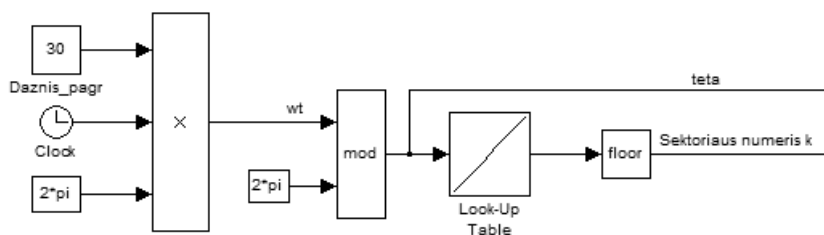
Toliau buvo kuriama loginius inverterio tranzistorių valdymo signalus formuojanti grandinė. Simulink modelyje tai buvo įgyvendinta sukuriant kintamąjį w_i , kuris yra lygus $w_i = 2\pi f t$ (2.14 pav.). Toliau šis kintamasis buvo dalijamas naudojant MOD funkciją iš 2π , ir paimama tik liekana. Taip buvo gaunamas kintamasis θ , kuris yra lygus atstojamojo išėjimo įtampos vektoriaus kampui vektorinėje diagramoje d_1-q_1 plokštumoje. Pagal kampą θ , panaudojant paieškos lentelės bloką (angl. *look-up table*) ir liekanos pašalinimo (angl. *floor*) funkciją, buvo randamas sektorius, kuriame dabar randasi formuojamos įtampos vektorius, numeris (2.14 pav.).



2.13 pav. Inverterio varžinės apkrovos su RC filtru modelis

Simulink terpėje

Fig. 2.13. Inverter's resistive load with RC filter used in Simulink



2.14 pav. Išėjimo įtampos vektoriaus kampo θ ir sektoriaus k radimas dažnio keitiklio Simulink modelyje

Fig. 2.14. Output voltage vector's angle θ and sector number k determination in converter's Simulink model

Žinant sektoriaus numerį ir kampą θ , kampas α apskaičiuojamas šia išraiška:

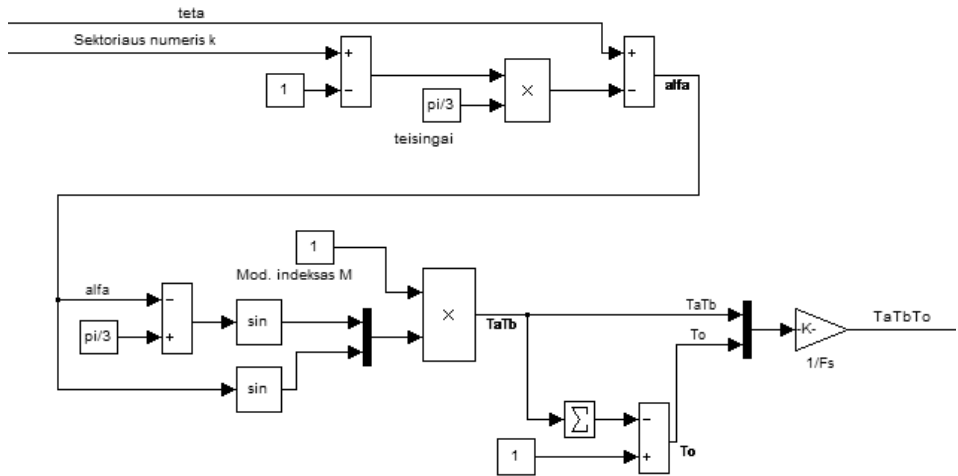
$$\alpha = \theta - (k-1) \cdot \frac{\pi}{3}. \quad (2.28)$$

Apskaičiavus α , randamos vektorių veikimo trukmės t_a , t_b ir t_0 (2.15 pav.), prieš tai įvedus nešlio signalo dažnį $T_s = \frac{1}{F_s}$ ir įstačius šią išraišką į (2.16), (2.17) ir (2.21):

$$t_a = M \cdot \sin(\pi/3 - \alpha) \cdot \frac{1}{F_s}, \quad (2.29)$$

$$t_b = M \cdot \sin(\alpha) \cdot \frac{1}{F_s}, \quad (2.30)$$

$$t_0 = 1 - (t_a + t_b) \cdot \frac{1}{F_s}. \quad (2.31)$$



2.15 pav. Atstojamojo vektoriaus kampo α sektoriuje radimas ir vektorių veikimo laikų t_a , t_b ir t_0 apskaičiavimas

Fig. 2.15. Determination of output voltage reference vector angle α in current sector, and calculation of t_a , t_b and t_0

Bazinio vektoriaus paėmimui iš perjungimo lentelės reikalingi du kintamieji: sektoriaus numeris k , kuris atitinka eilutės numerį perjungimo lentelėje, ir

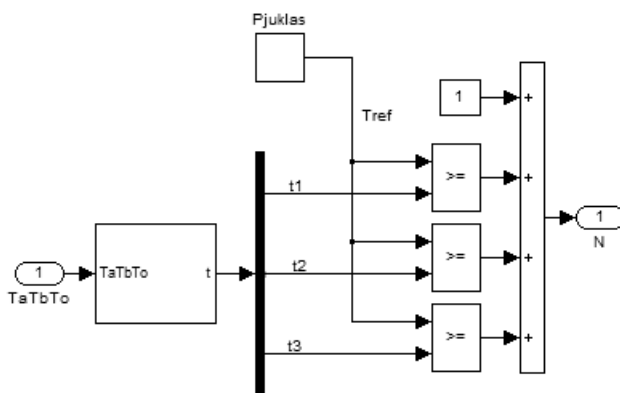
sub-periodo numeris N , kuris atitinka stulpelio numerį perjungimo lentelės eilutėje. Stulpelio parinkimui Simulink terpėje buvo sukurtas blokas, parenkantis sub-periodo numerį N , ir generuojantis šį numerį reikiamą laiko tarpą t_n , čia $n = a, b, 0$.

Į bloką tiekiamos anksčiau apskaičiuotos kintamųjų t_a , t_b ir t_0 (2.16 pav.) vertės, kurios patenka į sub-bloką (2.17 pav.). Šiame sub-bloke, naudojant kintamųjų t_a , t_b ir t_0 vertes apskaičiuojami pagalbiniai kintamieji t_1 , t_2 , t_3 :

$$t_1 = \frac{1}{2}t_0, \quad (2.32)$$

$$t_2 = t_1 + t_a, \quad (2.33)$$

$$t_3 = t_2 + t_b. \quad (2.34)$$



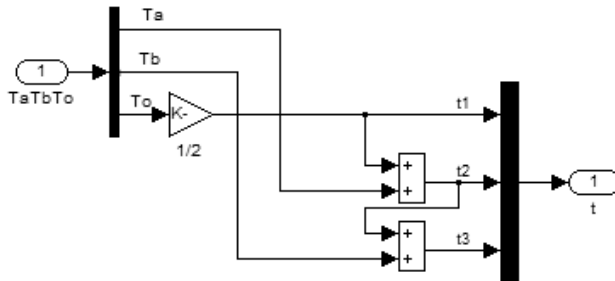
2.16 pav. Perjungimo lentelės stulpelio numerio N radimas Simulink terpėje

Fig. 2.16. Determination of current column of the switching table in Simulink

Pagalbinių kintamųjų t_n skaičius priklauso nuo to kaip sudaryta perjungimo lentelė, nes net ir esant tam pačiam įtampos formavimo algoritmui, lentelė gali būti sudaryta keliais būdais. Šiuo atveju, 2.1 lentelei reikia 3 pagalbinių kintamųjų.

Toliau pagalbiniai kintamieji lyginami su pasikartojančiu pjūklo formos signalu T_{ref} (2.16 pav.), kurį formuoja pasikartojančios lentelės blokas (angl. *repeating table*). Šis blokas išduoda pjūklo formos signalą, kurio amplitudė kinta tolydžiai nuo 0 iki T_s , per periodą T_s . Šioje vietoje apskaičiuoti vektorių t_a , t_b ir t_0 veikimo laikai (taigi ir pagalbiniai kintamieji t_1 , t_2 ir t_3) yra pseudo-konstantos t. y. beveik nekinta laiko tarpe nuo 0 iki T_s , o kinta tik kintamasis T_{ref} , todėl galima

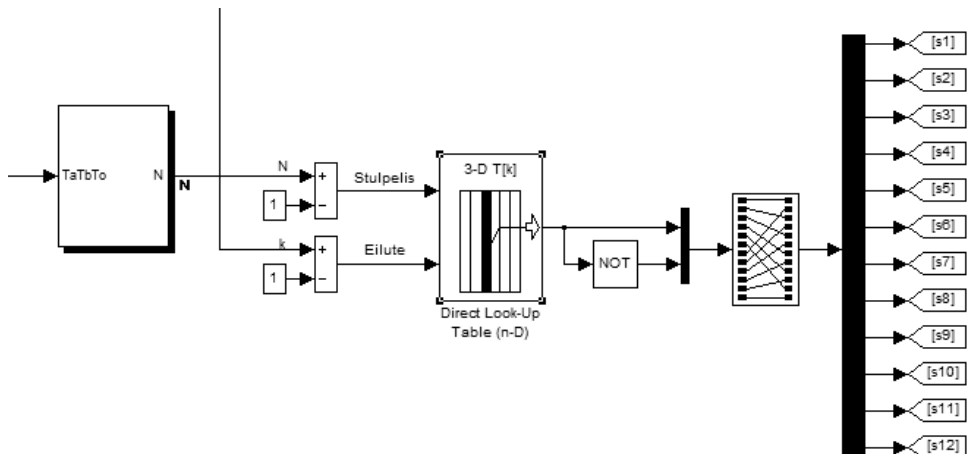
sakyti, kad signalas T_{ref} atlieka nešlio funkciją. Jeigu T_{ref} yra lygus arba didesnis už atitinkamą pagalbinį kintamąjį, palyginimo blokas išduoda „1“, kitais atvejais – „0“. Palyginimo rezultatai yra sumuojami (2.16 pav.), taip gaunant kintamąjį N . Režimuojant, blokas išduoda skaitinę vertę N , kuri atitinka perjungimo lentelės stulpelio numerį. Kintamojo N vertė nekinta tam tikrą laiko tarpą: $N = 1$, kai $T_{ref} < t_1$, $N = 2$, kol $t_1 \leq T_{ref} \leq t_2$, $N = 3$ kai $t_2 \leq T_{ref} \leq t_3$, ir $N = 4$ kai $t_3 \leq T_{ref}$.



2.17 pav. Pagalbinių kintamųjų t_1 , t_2 , t_3 apskaičiavimas Simulink terpėje

Fig 2.17. Calculation of t_1 , t_2 , t_3 in Simulink

Pagal N ir k vertes, iš perjungimo lentelės (2.1 lentelė) parenkama inverterio tranzistorių būsenos kombinacija (2.18 pav.).



2.18 pav. Inverterio tranzistorių valdymo signalų gavimas Simulink terpėje

Fig. 2.18. Inverter control signals generation in Simulink

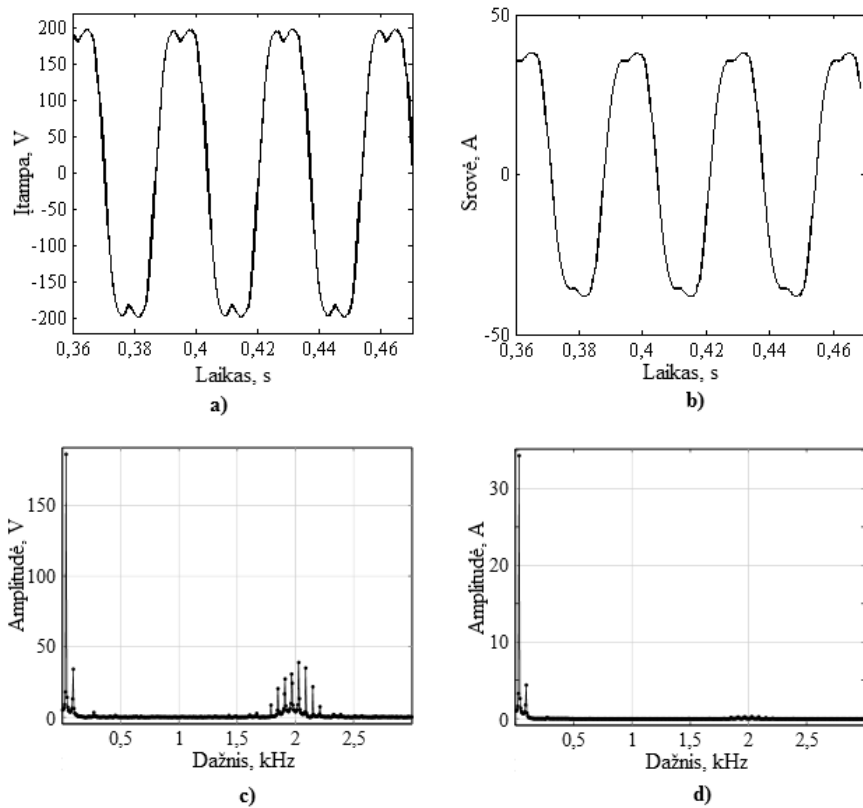
2.1 lentelėje tranzistorių būsenos užrašytos loginių kintamųjų eilute, kur pirmas simbolis yra A fazės tranzistorių tiltelio būseną, antras B fazės ir t. t.. Simulink modelyje naudojama trimatė lentelė, nes kiekvienas loginis kintamasis patalpintas į atskirą langelį, o nurodžius N ir k , iš lentelės paimama ne simbolių eilutė, o 6 atskiri loginio tipo kintamieji. Šie loginiai kintamieji toliau yra invertuojami (2.18 pav.), taip gaunant 12 kintamųjų seką $S1...S12$, visų 12 inverterio tranzistorių valdymui. Toliau pakoreguojama kintamųjų seka, ir jie paduodami į inverterio tranzistorių (2.11 pav.) užtūras. Papildoma tranzistorių valdymo grandinė nereikalinga, nes Simulink paketas leidžia valdyti rakto režimu veikiančius tranzistorius tiesiogiai loginiais signalais.

Imitaciniai bandymai buvo atlikti inverterį apkrovus RL ir R grandinėmis, impulsinės moduliacijos dažnis bandymų metu $f_s = 2$ kHz, inverterio maitinimo įtampa $U_{nuol} = 400$ V, užduotas išėjimo įtampos dažnis $f = 30$ Hz, užduota išėjimo įtampos amplitudė $U_m = 0,5U_{nuol}$ (moduliacijos indeksas $M = 1$). Imitacinio bandymo trukmė $t_{band} = 0,6$ s, šio laiko pakanka pereinamiesiems procesams RL ir R apkrovos grandinėse nusistovėti. Modeliuojama apkrova yra simetrinė, tad galima daryti prielaidą, jog visos fazinių įtampų ir srovių kreivės yra vienodos, skiriasi tik jų fazė. Remiantis šia prielaida, modeliavimo metu buvo stebimi tik A fazės parametrai. Bandymu metu buvo matuojama fazės A srovė esant RL apkrovai, taip pat fazinė fazės A įtampa esant R apkrovai su RC filtru. Imitacinių bandymų metu gautos įtampos ir srovės kreivės esant R ir RL apkrovoms pateiktos 2.19 paveiksle.

Analizuojant išėjimo įtampos, kai naudojami tik ilgiausi vektoriai, kreivę (2.19 a pav.) matyti, kad įtampos amplitudė yra ~ 200 V. Taip pat matyti, kad kreivė yra netaisyklingos sinusoidės formos, su iškraipymais, būdingais trečiajai harmonikai. Trečiosios harmonikos amplitudė siekia ~ 30 V. Žvelgiant į kreivę taip pat matyti nedidelį aukšto dažnio iškraipymą, kuriuos praleidžia žemojo dažnio RC filtras.

Nefiltruotos išėjimo įtampos spektrinė analizė (2.19 c pav.) patvirtina, kad išėjimo įtampos didžiausia dedamoji yra pagrindinė 30 Hz harmonika, 90 Hz trečioji harmonika, ir mažos amplitudės, 270 Hz dažnio devintoji harmonika. Įtampos spektre taip pat matyti komutavimo triukšmai, esantys dažnių ruože nuo 1,7 kHz iki 2,2 kHz.

Analizuojant srovės kreivę, kai inverteris apkrautas RL apkrova (2.19 b pav.), taip pat matyti pagrindinė ir trečioji srovės harmonikos. Dėl RL apkrovos filtrinių savybių, aukšto dažnio dedamųjų amplitudės srovės kreivėje yra nykstamai mažos. Tą patvirtina ir spektro analizė (2.19 d pav.). Srovės spektre matyti aiškiai išreikštos pagrindinė ir trečioji harmonikos. Devintosios harmonikos ir perjungimo triukšmų amplitudės srovės spektrinėje diagramoje yra artimos nuliui.



2.19 pav. Fazės A kreivės, kai įtampa formuojama naudojant tik ilgiausius vektorius: a) įtampa, filtruota RC filtru, kai inverteris apkrautas R grandine; b) srovė, kai inverteris apkrautas RL grandine; c) nefiltruotos įtampos spektras; d) srovės spektras

Fig. 2.19. Phase A curves, when voltage is formed using only largest magnitude space vectors: a) voltage, when inverter is loaded with R load, filtered with RC filter; b) current, when RL load is connected; c) unfiltered voltage spectrum; d) current spectrum

Siekiant išsiaiškinti trečiosios harmonikos prigimtį išėjimo įtampoje, imitaciniais bandymais buvo ištirtas metodas, naudojantis ilguosius ir vidutinius vektorius. Kaip galime matyti iš 2.2 a paveikslo, vektorinės diagramos neįmanoma suskirstyti į $2n$ (čia n – fazių skaičius) simetrinių sektorių, kaip esant 3,5,7... ir bet kokiam nelyginiam fazių skaičiui. Todėl diagrama buvo suskirstyta į 12 asimetrinių sektorių, kurių viena krašto riba buvo ilgasis vektorius, kita – du persidengiantys vidutinio ilgio vektoriai. Vektorių parinkimo ir jų veikimo laikų

radimas detaliai aprašyti (Lipinskis, 2014). Metodo naudojama vektorių perjungimo lentelė pateikta 2.4 lentelėje. Ją sudaro 12 sektorių, kuriuose išdėstyti 6 ilgieji, 12 vidutinio ilgio, ir 2 nuliniai vektoriai. Formuojant išėjimo įtampą ilgaisiais ir vidutiniais vektoriais, fazės A išėjimo įtampos ir srovės kreivės ir jų spektrai pateikti 2.20 paveiksle.

Kaip matyti iš 2.20 a paveikslo, įtampos kreivė yra beveik identiška gautai naudojant tik ilguosius vektorius; įtampos amplitudė ~ 200 V, trečiosios harmonikos amplitudė ~ 30 V, tačiau aukšto dažnio perjungimo triukšmai yra didesni. Tą patvirtina ir spektro analizė (2.20 pav. c): perjungimo triukšmų dedamųjų amplitudė yra šiek tiek mažesnė, tačiau generuojamų triukšmų dažnio juosta yra ~ 1 kHz: triukšmų dedamosios išsidėsčiusios nuo 1,5 kHz iki 2,5 kHz. Šiuo atveju perjungimo triukšmų dedamosios yra išsidėsčiusios platesniame dažnių ruože, nes naudojama daugiau bazinių vektorių išėjimo įtampos vektoriaus formavimui. Didesnis bazinių vektorių skaičius lemia didesnę inverterio skirtingų fazių tranzistorių perjungimų skaičiaus nevienodumą per periodą, ir tai lemia platesnį perjungimo triukšmų spektrą.

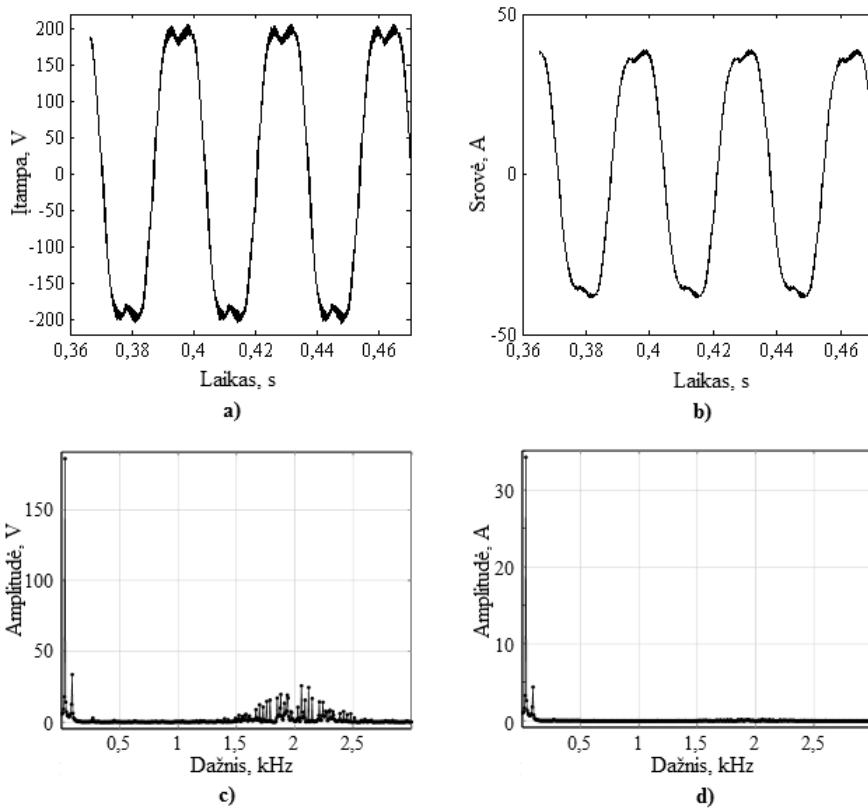
Fazės A srovės kreivėje, kaip ir ilgųjų vektorių atveju, matyti pagrindinė ir trečioji harmonikos, taip pat didesni perjungimo triukšmai. Spektrinė srovės analizė (2.20 pav. d) tą patvirtina.

2.4 lentelė. Perjungimo lentelė, kai naudojami ilgiausi ir vidutiniai vektoriai

Table 2.4. Switching table when the large and medium magnitude vectors are used

Sektorius	$t_0/2$	t_a	$t_b/2$	$t_b/2$	$t_0/2$
1	000000	110001	110000	111001	111111
2	000000	111000	110000	111001	111111
3	000000	111000	011000	111100	111111
4	000000	011100	011000	111100	111111
5	000000	011100	001100	011110	111111
6	000000	001110	001100	011110	111111
7	000000	001110	000110	001111	111111
8	000000	000111	000110	001111	111111
9	000000	000111	000011	100111	111111
10	000000	100011	000011	100111	111111
11	000000	100011	100001	110011	111111
12	000000	110001	100001	110011	111111

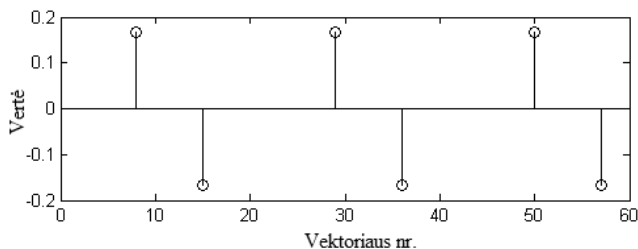
Lyginant abiejų bandymų rezultatus, matyti kad jie yra beveik identiški, formuojant įtampą abejais metodais, inverterio išėjime be pagrindinės harmonikos vyrauja ir nepageidaujama trečioji harmonika. Naudojami įtampos formavimo metodai yra iš esmės skirtingi: formuojant įtampą tik ilgaisiais vektoriais, vektorinė diagrama skirstoma į šešis sektorius, o formuojant įtampą iš ilgųjų ir vidutinių vektorių, vektorinė diagrama skirstoma į 12 sektorių. Dėl sektorių dydžio (laipsniais) skirtumo, iš esmės skiriasi ir vektorių perjungimo laikų skaičiavimas.



2.20 pav. Fazės A kreivės, kai įtampa formuojama naudojant ilgiausius ir vidutinius vektorius: a) įtampa, filtruota RC filtru, kai inverteris apkrautas R grandine; b) srovė, kai inverteris apkrautas RL grandine; c) nefiltruotos įtampos spektras; d) srovės spektras

Fig. 2.20. Phase A curves, when voltage is formed using largest and medium magnitude space vectors: a) voltage, when inverter is loaded with R load, filtered with RC filter; b) current, when RL load is connected; c) unfiltered voltage spectrum; d) current spectrum

Vienintelis dalykas siejantis abu įtampos formavimo metodus yra ilgųjų vektorių naudojimas. Anksčiau išsiaiškinome, kad ilgieji vektoriai yra ilgiausi vektoriai d_1 - q_1 plokštumoje, d_2 - q_2 plokštumoje jie yra nulinio ilgio, tad harmonikų, sąlygotų atstojamojo vektoriaus, sukurto šioje plokštumoje, išėjimo įtampoje būti negali. Taigi vienintelis galimų harmonikų šaltinis yra 0. komponentė (2.3 b pav.). Šioje komponentėje, visi ilgieji vektoriai turi dedamąsias, nelygias nuliui (2.21 pav.).



2.21 pav. Ilgųjų vektorių 0. komponentės

Fig. 2.21. 0. component of the large vectors

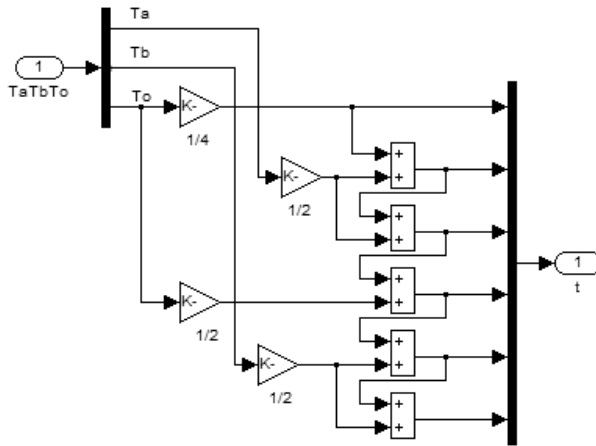
Detaliai išanalizavus visas vektorinės diagramos plokštumas ir 0. komponentę buvo nustatyta, jog neįmanoma rasti tokios vektorių kombinacijos su ilgiaisiais vektoriais, kuriuos susumavus 0. komponentėje dedamosios kompensuotųsi ir taptų lygios nuliui, todėl bet koks įtampos formavimo metodas, naudojantis ilguosius vektorius, turės trečiąją harmoniką išėjimo įtampoje.

2.2.2. Įtampos formavimas naudojant vidutinius vektorius

2.1.2 skyrelyje aprašytas įtampos formavimo metodas, naudojant du skirtingus vektorių perjungimo lentelės sudarymo būdus buvo išbandytas šešių fazių dažnio keitiklio modelyje, veikiančiame *Matlab/Simulink* terpėje (Lipinskis, Zlosnikas 2015). Dažnio keitiklio inverterio modelis ir jo apkrovos (R ir RL) buvo naudojamos tokių pačių jungimo topologijų ir elementų parametrų kaip ir 2.2.1 poskyryje. Taip pat, dėl to, kad sektoriai yra vienodo dydžio, buvo naudojama ta pati sektoriaus nustatymo (2.14 pav.), bazinių vektorių veikimo laikų nustatymo (2.15 pav.) grandinė. Modelyje iš esmės skiriasi tik tarpinių kintamųjų nustatymo ir perjungimo lentelės periodo N nustatymo grandinės. Kuriant EVM metodą, naudojantį tik vidutinius vektorius buvo sukurtos dvi perjungimo lentelės: viena išdėstant vektorius paprasta tvarka, kaip jie buvo gauti taikant Clarcke transformaciją (2.2 lentelė), kita specialiai sulygiavus vektorius lentelėje, taip suvienodinant inverterio kiekvienos fazės tranzistorių perjungimų skaičių per periodą (2.3 lentelė). Toliau pateiktas tik sudėtingesnės lentelės įgyvendinimo

aprašymas, nes paprastesnės lentelės įgyvendinimas bus logiškai suprantamas žinant sudėtingesnės lentelės sudarymo principą.

Taigi, apskaičiuoti pagal 2.15 paveiksle pavaizduotą grandinę kintamieji t_a , t_b ir t_0 , toliau patenka į tarpinių kintamųjų t_n bloką. 2.3 lentelės atveju yra 7 intervalo stulpeliai, todėl intervalo numerio nustatymui reikalingi 6 pagalbinių kintamieji (2.22 pav.).



2.22 pav. Pagalinių kintamųjų skaičiavimas 2.3 lentelei Simulink modelyje

Fig. 2.22. Calculation of auxiliary variables for 2.3 table

Atitinkamai, pagalbinių kintamieji apskaičiuojami pagal:

$$t_1 = \frac{1}{4} t_0, \quad (2.35)$$

$$t_2 = t_1 + \frac{1}{2} t_a, \quad (2.36)$$

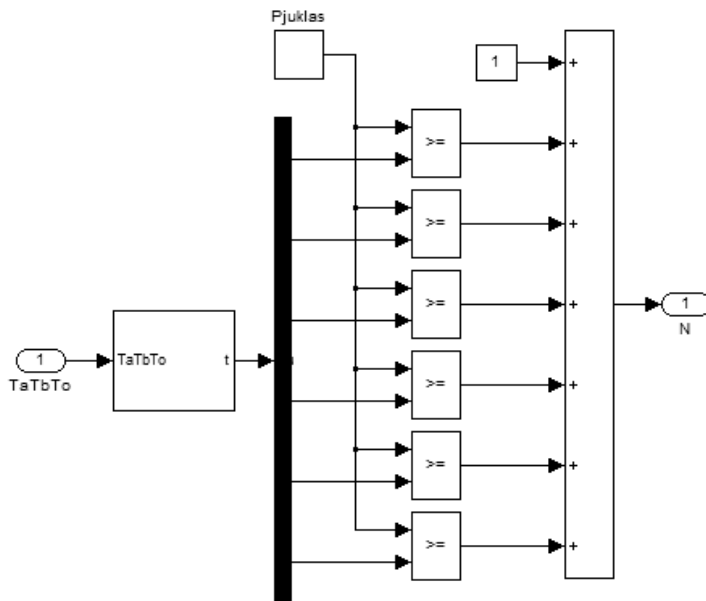
$$t_3 = t_2 + \frac{1}{2} t_a, \quad (2.37)$$

$$t_4 = t_3 + \frac{1}{2} t_0, \quad (2.38)$$

$$t_5 = t_4 + \frac{1}{2} t_b, \quad (2.39)$$

$$t_6 = t_5 + \frac{1}{2} t_b. \quad (2.40)$$

Toliau šie kintamieji yra lyginami su pjūklo formos signalu T_{ref} (2.23 pav.). T_{ref} signalas gaunamas panaudojant pasikartojančios lentelės bloką, analogiškai kaip 2.2.1 poskyryje.



2.23 pav. Perjungimo lentelės stulpelio numerio N radimas Simulink terpėje

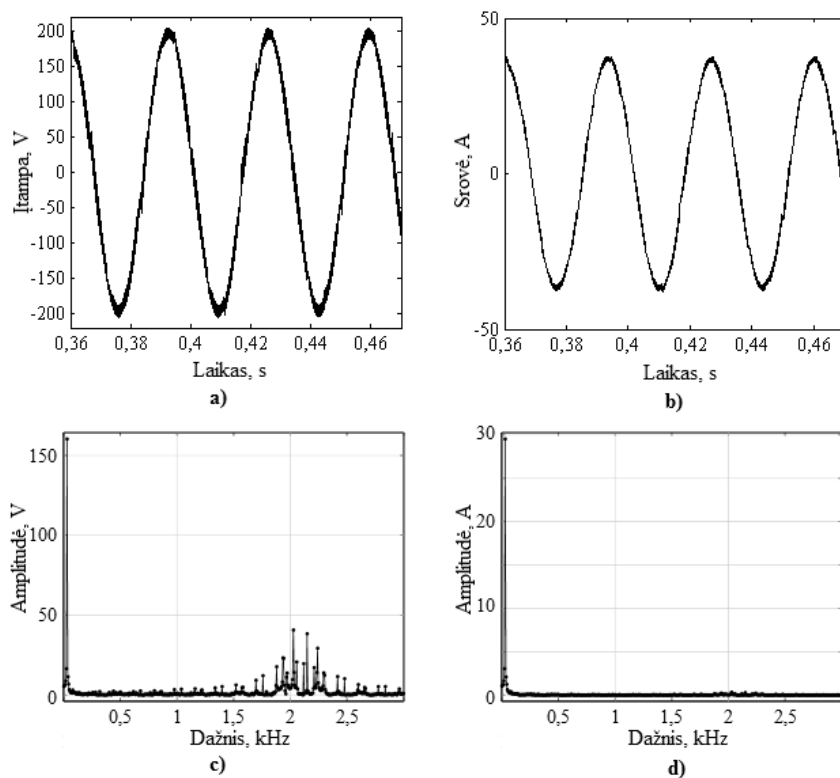
Fig. 2.23. Determination of current column of the switching table in Simulink

Lyginant signalą T_{ref} su pagalbinais kintamaisiais, gaunamas ir tam tikrą laiko tarpą išduodamas lentelės periodo (stulpelio) numeris N . Žinant sektoriaus numerį k , ir periodo numerį N iš perjungimo lentelės paimama šešių loginių kintamųjų grupė, kuri yra invertuojama ir perskirstoma kaip pavaizduota 2.18 paveiksle taip gaunant inverterio tranzistorių valdymo signalus S1–S12. Kaip ir ankstesniu atveju, tranzistorių įjungimo pavėlinimo laikai (angl. *dead time*) schemoje nemodeliuojami.

Imitacinių bandymų metu gautos kreivės, formuojant įtampą tik vidutiniais vektoriais, kai perjungimų skaičius fazių tranzistoriuose nesuvienodintas, pateiktos 2.24 paveiksle. Pagal R apkrovos grandinės įtampos kreivę (2.24 a pav.) matyti, kad jos amplitudė yra ~ 196 V, pati kreivė yra 30 Hz dažnio artimos sinusoidės formos, matyti tik nežymūs aukšto dažnio perjungimo triukšmų sukelti iškraipymai. Pažvelgus į nefiltruotos įtampos spektrą (2.24 pav. c) matyti, kad

įtampoje vyrauja pagrindinė 30 Hz dažnio dedamoji, ir gana plati perjungimo triukšmų harmonikų juosta, prasidedanti ties $\sim 1,5$ kHz ir besitęsianti iki $\sim 2,7$ kHz. Triukšmo dedamųjų juostos plotis – 1,2 kHz. Nepageidaujamų 3, 9 ir kitų žemo dažnio nepageidaujamų harmonikų išėjimo įtampos spektre nėra.

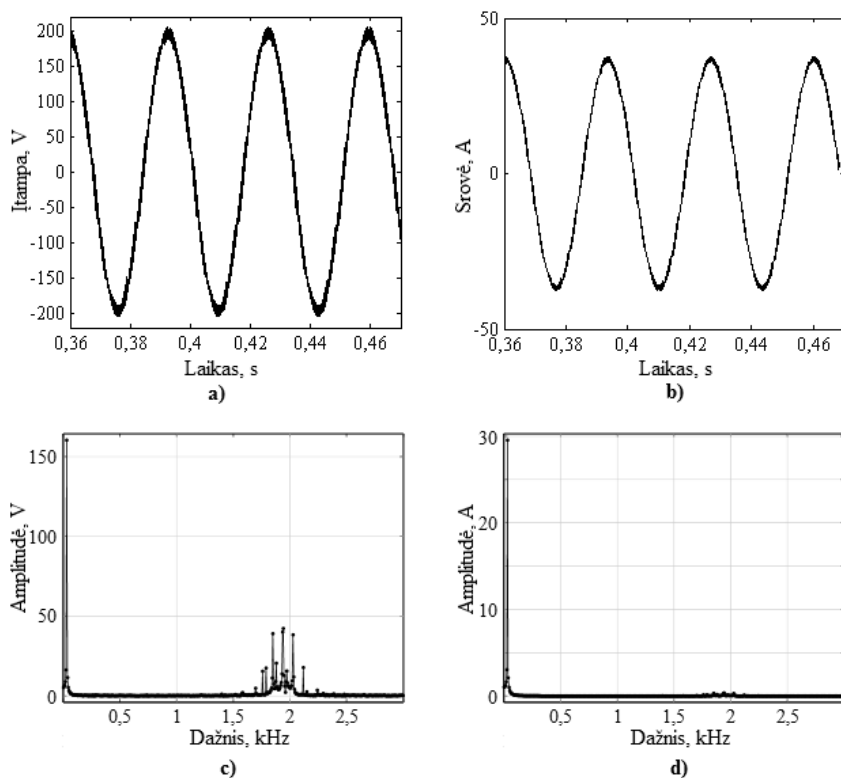
RL apkrovos srovė (2.24 b pav.) taip pat yra artimos sinusoidės formos, be papildomų žemo dažnio dedamųjų, tai patvirtina ir srovės spektras (2.24 d pav.).



2.24 pav. Fazės A kreivės, kai įtampa formuojama naudojant vidutinius vektorių pagal 2.2 lentelę: a) įtampa, filtruota RC filtru, kai inverteris apkrautas R grandine; b) srovė, kai inverteris apkrautas RL grandine; c) nefiltruotos įtampos spektras; d) srovės spektras

Fig. 2.24. Phase A curves, when voltage is formed using medium magnitude space vectors according to table 2.2: a) voltage, when inverter is loaded with R load, filtered with RC filter; b) current, when RL load is connected; c) unfiltered voltage spectrum; d) current spectrum

Modeliavimo rezultatai, kai perjungimų skaičius inverterio fazių tranzistoriuose suvienodintas, pateiktas 2.25 paveiksle.



2.25 pav. Fazės A kreivės, kai įtampa formuojama naudojant vidutinius vektorių pagal 2.3 lentelę: a) įtampa, filtruota RC filtru, kai inverteris apkrautas R grandine; b) srovė, kai inverteris apkrautas RL grandine; c) nefiltruotos įtampos spektras; d) srovės spektras

Fig. 2.25. Phase A curves, when voltage is formed using medium magnitude space vectors according to table 2.3: a) voltage, when inverter is loaded with R load, filtered with RC filter; b) current, when RL load is connected; c) unfiltered voltage spectrum; d) current spectrum

Stebint R apkrovos įtampą, filtruotą RC filtru (2.25 a pav.) matyti, kad pasiekama ~200 V amplitudė, kuri yra lygi teoriškai apskaičiuotai pagal (2.22) vertei. Įtampa yra taisyklingos sinusoidės formos, be žemų dažnių harmonikoms būdingų iškraipymų. Įtampos spektro analizė rodo, jog įtampa sudaryta iš pagrindinės 30 Hz dedamosios ir perjungimo triukšmų, kurių juosta prasideda ties 1,7 kHz ir tęsiasi iki 2,3 kHz, juostos plotis 0,6 kHz.

Iš 2.24 a ir 2.25 a paveikslų matyti, kad įtampos kreivės iš esmės yra identiškos: abi yra artimos sinusoidės formos, neturi akivaizdžių žemųjų dažnių

harmonikų, abiejų kreivių amplitudės yra artimos ~ 200 V, dažnis 30 Hz. Tačiau iš pirmos pažiūros identiškų kreivių nefiltruotos įtampos spektro analizė (2.24 c pav. ir 2.25 c pav.) rodo, kad išėjimo įtampų harmoninė sudėtis aplink nešlio dažnį skiriasi. Pirmuoju atveju (2.24 c pav.), kai vektoriai lygiuojami tiesiog pagal jų eilės numerį, komutavimo triukšmai, artimi keitiklio nešlio dažniui, yra išsidėstę nuo $\sim 1,5$ kHz iki $\sim 2,7$ kHz dažnių, ir užima $\sim 1,2$ kHz pločio spektro ruožą.

Antruoju atveju (2.24 c pav.), kai vektoriai parenkami suvienodinant tranzistorių perjungimų per periodą skaičių, komutavimo triukšmai išsidėstę $\sim 0,6$ kHz, t. y. perpus siauresniame spektro ruože.

2.3. Antrojo skyriaus išvados

1. Pagrindinis pasiūlyto EVM metodo, naudojant ilguosius vektorius privalumas – santykinai mažas skaičiavimų kiekis signalams invertorio raktų valdymui formuoti, kuris yra toks pat kaip formuojant trijų fazių įtampą.
2. EVM metodo, naudojančio ilguosius vektorius trūkumas – išėjimo įtampoje esanti trečioji harmonika, kuri sudaro ~ 15 % pirmosios harmonikos amplitudės.
3. Nėra tokios vektorių kombinacijos su ilgaisiais vektoriais, kuriuos susumavus 0. komponentėje dedamosios kompensuotųsi ir taptų lygios nuliui, todėl bet koks įtampos formavimo metodas, naudojantis ilguosius vektorius, turės trečiąją harmoniką išėjimo įtampoje.
4. Šešių fazių įtampa, formuojama naudojant vidutinių vektorių EVM metodą, neturi trečiosios harmonikos. Sukurtas metodas nėra imlus skaičiavimams ir gali būti įgyvendintas nedidelio pajėgumo mikrovaldikliais.
5. Vektorių perjungimo tvarkos keitimas neturi įtakos dažnio keitiklio išėjimo įtampos pagrindinei harmonikai, tačiau įtakoja komutavimo triukšmus išėjimo įtampoje. Parenkant tinkamą vektorių tvarką, galima susiaurinti komutavimo triukšmų spektrą dažnio keitiklio išėjimo įtampoje.
6. Parenkant vektorių perjungimo tvarką, kai dažnio keitiklio išėjimo raktų persijungimo skaičius skirtingoms fazėms skiriasi, komutavimo triukšmų spektras išėjimo įtampoje tampa platesnis lyginant su tuo atveju, kai perjungimų skaičius yra suvienodintas.

Eksperimentinis šešių fazių erdvinio vektoriaus moduliavimo įtampos formavimo metodų tyrimas

Šio tyrimo tikslas eksperimentiškai ištirti šešių fazių įtampų, suformuotų naudojant sukurtus metodus, parametrus ir palyginti juos su imitacinių bandymų rezultatais. Nustatyti dažnio keitiklio formuojamos įtampos amplitudės ir dažnio santykio priklausomybes nuo dažnio, atitinkančias minimalią šešių fazių asinchroninės pavaros vartojamą galią. Ištirti variklio greičio ir sukimo momento pereinamuosius procesus imituojant variklio gedimus, ištirti inverterio viršįtampius, generuojamus stabdomo variklio.

Skyriaus tematika paskelbtas vienas autoriaus straipsnis (Baskys, Bleizgys, Lipinskis 2011), skaitytas vienas pranešimas konferencijoje.

3.1. Šešių fazių dažninės pavaros eksperimentinių tyrimų įrangos aprašymas

Eksperimentiniams tyrimams buvo naudojamas elektros variklių tyrimo stendas, kuriame buvo įdiegtas darbe sukurtas dažnio keitiklio maketas.

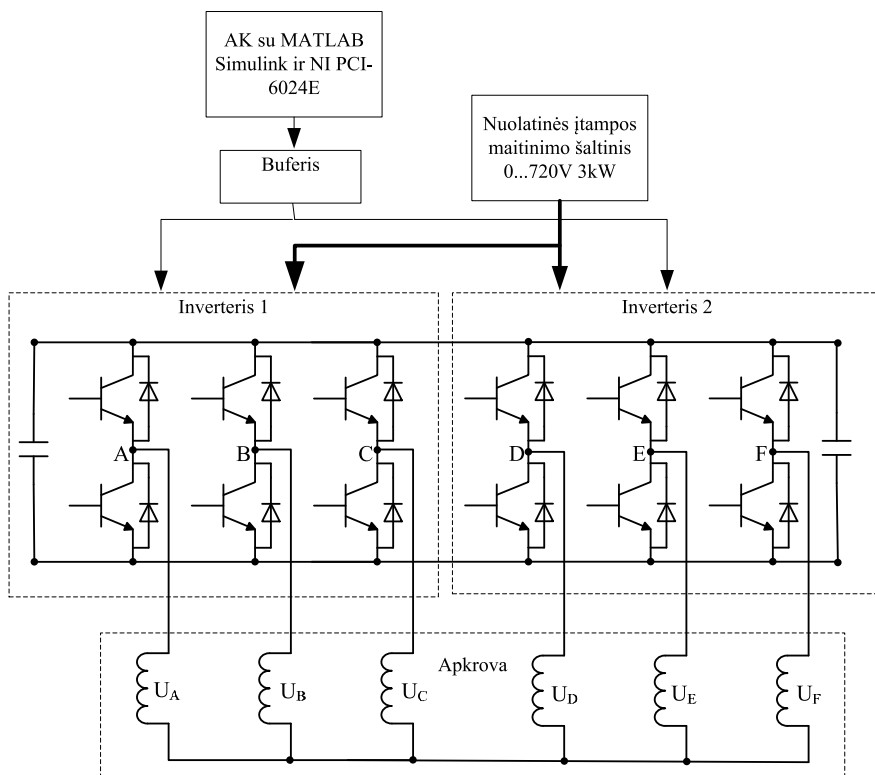
3.1.1. Šešių fazių dažnio keitiklis

Kaip jau buvo aptarta 1 skyriuje, dažnio keitiklį galima išskaidyti į tris pagrindinius komponentus: kintamosios įtampos lygintuvą, inverterį ir loginius valdymo signalus formuojantį valdiklį. Kintamosios įtampos lygintuvo tikslas tiekti nuolatinę įtampą inverteriui, todėl lygintuvo struktūra ir schema nuo inverterio fazių skaičiaus dažniausiai nepriklauso ir išlieka vienoda. Dažnio keitiklio inverteryje naudojami galios tranzistoriai turi individualias valdymo grandines, kurios priima loginius valdymo signalus iš valdiklio ir transformuoja juos į reikiamos amplitudės ir poliškumo tranzistorių valdymo signalus. Taigi, kintant inverterio fazių skaičiui, automatiškai kinta šių valdymo grandinių skaičius, tačiau jų struktūra išlieka nepakitusi. Vienintelis dalykas, kuris pasikeičia iš esmės yra loginių valdymo signalų formavimo grandinė, kuri turi formuoti didesnį signalų skaičių, naudojant atitinkamą signalų formavimo algoritmą.

Dėl šių priežasčių, eksperimentiniams tyrimams buvo nuspręsta panaudoti du FTMC elektroninių sistemų laboratorijoje sukurtus trijų fazių dažnio keitiklių maketus, taip gaunant šešių fazių dažnio keitiklį (3.1 pav.).

Loginiai valdymo signalai dažnio keitiklio makete buvo formuojami asmeniniu kompiuteriu naudojant MATLAB Simulink programą. Valdymo signalai išvedami įdiegta kompiuteryje National Instruments (NI) duomenų įvesties/išvesties plokštė PCI-6024E. Eksperimentuose naudojamame dažnio keitiklyje, vienos fazės inverterio tranzistorių valdymui reikalingas tik vienas loginis signalas, kuris tiekiamas į vieną iš inverterio tranzistorių. Į kitą to paties peties tranzistorių tiekiamas invertuotas signalas. Signalų invertavimą atlieka valdymo schema. Ji taip pat automatiškai įveda tranzistorių neveikos trukmę (angl. *dead time*). NI įvesties/išvesties plokštė prie inverterio buvo prijungta per buferinę atvirą kolektorių mikroschemą. Tai buvo padaryta norint apsaugoti AK ir suderinti signalų loginius lygius, nes PCI-6024E duomenų išvesties plokštė formuoja 5 V lygio signalus, o keitiklio inverteris valdomas 3,3 V signalais.

Eksperimente naudojamų dviejų trifazių inverterių nuolatinės įtampos magistralės buvo sujungtos tarpusavyje, o nuolatinė įtampa buvo tiekiama iš išorinio 3 kW galios „ELEKTRO-AUTOMATIK“ maitinimo šaltinio EA-PS 8720-15, kurio išėjimo įtampą galima keisti 0–720 V ribose. Maitinimo šaltinis turi skaitmeninius išėjimo įtampos ir apkrovos srovės indikatorius, kurių paklaidos yra ne didesnės už $\pm 0,1$ V ir $\pm 0,1$ A atitinkamai. Šių indikatorius rodmenys buvo stebimi tyrimų metu. Pažymėtina, kad loginiai valdymo signalai dažnio keitiklio inverteriui tiek atliekant eksperimentinį sukurtų šešių fazių įtampos formavimo metodų tyrimą, tiek imitacinių bandymų metu, buvo formuojami MATLAB Simulink programa.



3.1 pav. Daugiafazės pavaros maketo struktūra

Fig. 3.1. Structure of the experimental multiphase frequency drive

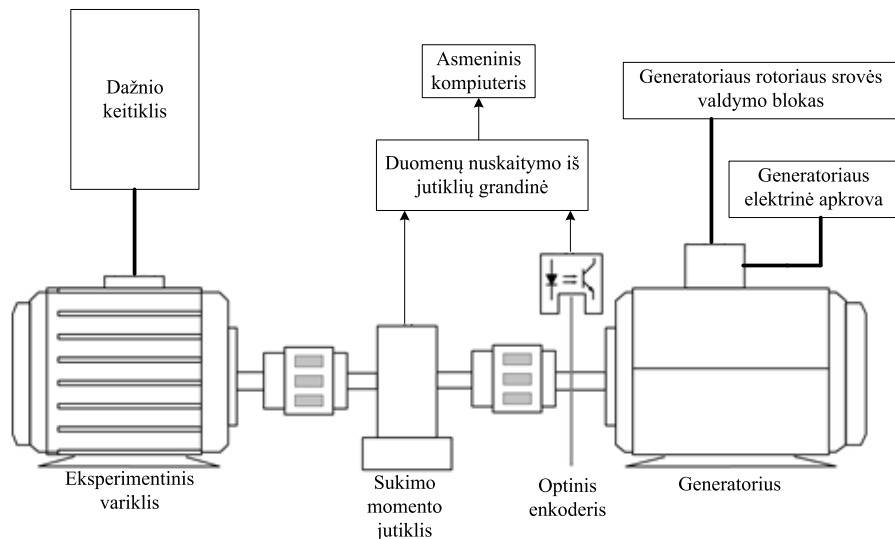
3.1.2. Variklio bandymo stendas ir šešių fazių variklis

Eksperimentiniam šešių EVM įtampos formavimo metodų tyrimui buvo naudotas tyrimų stendas (3.2 pav.). Pagrindinės stendo sudedamosios dalys yra tiriamasis variklis, sukimo momento jutiklis, optinis enkoderis, elektros generatorius su elektrine apkrova, mechanškai apkraunantis variklį.

Stende, variklio mechaninei apkrovai, naudojamas 5,5 kW galios generatorius. Generatorius apkrautas elektrine apkrova, sudaryta iš šešių lygiagrečiai sujungtų 1 kW galios šildymo lempų, kurias galima individualiai įjungti arba išjungti, priklausomai nuo reikiamo stendo darbo režimo. Reikiama mechaninė apkrova norimam sukimo momentui pasiekti nustatoma tolydžiai keičiant generatoriaus rotorius įmagnetinimo srovę, kurią valdo tam skirtas blokas.

Variklio veleno greičiui nustatyti naudojamas optinis enkoderis (didžiausia matavimo paklaida $\pm 1/60$ aps/min), iš kurio informacija patenka į duomenų

nuskaitymo grandinę. Ši grandinė taip pat diskretizuoja duomenis iš analoginio Lorenz Messtechnik kompanijos sukimo momento jutiklio DR-2212-R, kuris matuoja sukimo momentą nuo -100 iki 100 Nm ribose, su $\pm 0,1$ Nm paklaida.



3.2 pav. Šešių fazių dažninės pavaros tyrimų stendo struktūra
Fig. 3.2. Structure of the test bench for six phase frequency drive

Duomenų nuskaitymo grandinė diskretizuoja ir siunčia jutiklių duomenis į asmeninį kompiuterį 10 Hz dažniu.

Vykdam tyrimus tai pat buvo matuojamos variklio fazinės srovės. Srovės amplitudė buvo matuojama Tektronix TPS2024 oscilografu (vertikali prietaiso raiška – 8 bitai), su bekontaktio srovės matavimo zondų Tektronix A622. Kuomet variklis veikė simetriniu jungimu, buvo matuojama tik vienos fazės srovė, nes varikliui veikiant tokiu jungimu, fazių srovės yra identiškos, tik paslinktos per 60 laipsnių, todėl stebėti visas sroves nėra tikslo. Atliekant tyrimus imituojant vienos ar kelių statoriaus apvijų gedimą (atvirą jungimą), kuomet variklis veikia nebe simetriniu režimu, buvo matuotos visų fazių srovės.

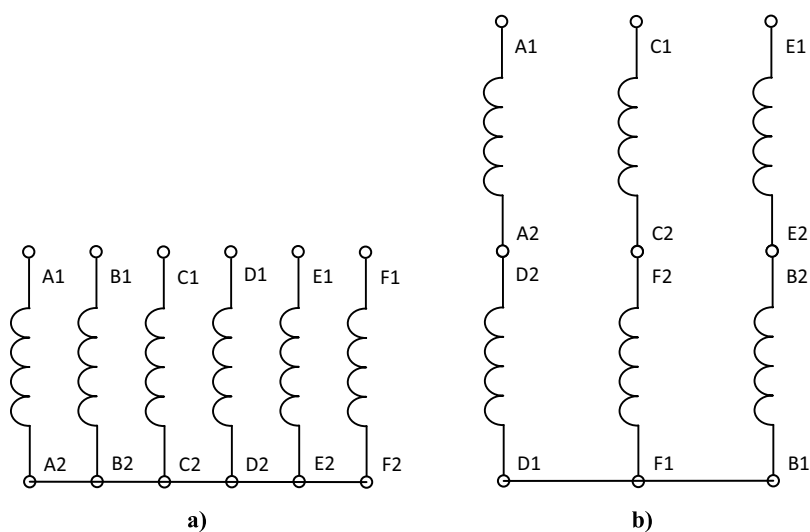
Tyrimai buvo atliekami su eksperimentiniu šešių fazių varikliu, kuris buvo perdarytas iš įprasto trijų fazių, 8 polių Siemens 1LE1001-1AD4-21AA4 variklio. Pagrindinės originalaus variklio charakteristikos pateiktos 3.1 lentelėje:

Šešių fazių variklis, kurio fazinės apvijos išdėstytos statoriuje kas 60 laipsnių turi savybę, jog atitinkamai pakeitus apvijų jungimą (3.3 pav.), gali būti perjungtas į trifazį, ir pilnavertiškai veikti maitinamas iš trijų fazių maitinimo šaltinio.

3.1 lentelė. Siemens variklio 1LE1001-1AD4-21AA4 parametrai

Table 3.1. Technical data of the Siemens 1LE1001-1AD4-21AA4 motor

Nominali galia 50 Hz	0,75 kW
Nominali galia prie 60Hz	0,86 kW
Nominalus sūkių skaičius prie 50 Hz	725 aps/min
Nominalus sukimo momentas prie 50 Hz	9,9 Nm
Naudingumo faktorius prie 50 Hz esant 4/4 apkrovai	68 %
Naudingumo faktorius prie 50 Hz esant 3/4 apkrovai	65 %
$\cos\phi$ prie 50 Hz esant pilnai apkrovai	0,58
Srovė prie 400 V 50 Hz	2,75



3.3 pav. Šešių fazių simetrinio asinchroninio variklio apvijų jungimo būdai: šešių fazių jungimas (a), trijų fazių jungimas (b)

Fig. 3.3. Connection types for six phase symmetrical AC motor: six phase connection (a), three phase connection (b)

Atliekant tyrimus, buvo tiriamas eksperimentinis variklis kurio apvijos buvo sujungtos šešių fazių su viena izoliuota neutrale topologija (3.3 a pav.), ir maiti-

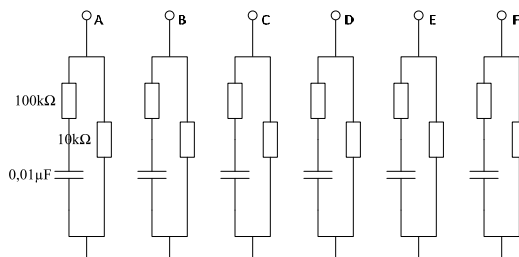
namas iš autoriaus sukurto šešių fazių dažnio keitiklio maketo. Rezultatų palyginimui su trifaze sistema, tyrimai buvo atlikti naudojant tą patį eksperimentinį variklį, sujungus jo apvijas į trijų fazių su viena izoliuota neutrale topologija (3.3 b pav.), maitinamo iš trijų fazių dažnio keitiklio.

3.2. Šešių fazių dažninės pavaros eksperimentiniai tyrimai

Šiame poskyryje aprašomi šešių fazių EVM įtampų formavimo metodų eksperimentiniai tyrimai. Įtampų formavimo metodai yra taikomi šešių fazių dažnio keitiklio makete, rezultatai palyginami su imitaciniais tyrimais. Parinkus tinkamiausią EVM metodą atliekami tyrimai su eksperimentiniu šešių fazių varikliu, nustatomi optimalūs variklio darbo režimai, palyginami su trijų fazių varikliu.

3.2.1. Šešių fazių įtampų formavimo metodų eksperimentiniai tyrimai

Atliekant eksperimentinius tyrimus buvo bandomi trys autoriaus pasiūlyti ir antroje skyriuje imitaciniais bandymais ištirti EVM įtampų formavimo metodai. Tyrimas buvo atliekamas dažnio keitiklio inverterių maitinant iš nuolatinės įtampos šaltinio. Inverteris buvo apkrautas R grandine. Aukšto dažnio harmonikų filtravimui kiekvienoje R šakoje buvo įjungtas žemųjų dažnių RC filtras (3.4 pav.), kurio atkirtos dažnis $f_{atk} \approx 159$ Hz. Tai leido stebėti fazinės įtampų iškraipymą žemo dažnio harmonikomis. Tyrimo metu oscilografu buvo stebima filtruota A fazės įtampa (kitos fazės tiriamos nebuvo, nes apkrova yra simetriška), taip pat matuojamas A fazės įtampų spektras.



3.4 pav. Simetrinė varžinė šešių fazių apkrova su žemųjų dažnių filtru fazinei įtampai filtruoti

Fig. 3.4. Symmetrical resistive six phase load with low pass filter for filtering the phase voltage

Gauti rezultatai buvo lyginami su imitaciniais bandymais, apkrovus inverterio modelį identiška R apkrova su RC filtru MATLAB Simulink aplinkoje. Tiek modeliavimo metu, tiek eksperimentiniuose bandymuose inverterio raktai buvo perjunginėjami $f_s = 5$ kHz dažniu, inverterio maitinimo įtampa $U_{nuol} = 30$ V, inverterio generuojamos kintamos įtampos fazinis dažnis $f = 30$ Hz. Bandymų metu, oscilografu buvo stebima filtruota fazinė įtampa RC grandinės kondensatoriuje C1 (3.4 pav.), taip pat buvo matuojamas nefiltruotos fazinės įtampos spektras rezistoriuje R2.

Pirmiausia buvo tiriamas 2.1.1 skyrelyje aprašytas įtampos formavimo metodas, kuriame įtampos formavimui naudojami tik ilgiausi vektorinės diagramos vektoriai. Kaip matome iš įtampos oscilogramos, gautos eksperimento metu (3.5 a pav.) išėjimo įtampa yra 30 Hz dažnio, netaisyklingos sinusoidės formos. Išėjimo įtampos amplitudė $U_m \approx 14 \pm 0,16$ V. Nagrinėjant eksperimentiškai gautos išėjimo įtampos spektrą (3.5 b pav.) matyti, kad didžiausia dedamoji yra 30 Hz dažnio, antra pagal dydį yra 90 Hz dedamoji, taip pat vyrauja kitas žemo dažnio triukšmas.

Lyginant eksperimentinius ilgiausių vektorių moduliacijos metodo rezultatus su rezultatais, gautais imitacinių bandymų metu, matoma rezultatų koreliacija: imitacinių bandymų metu gauta išėjimo įtampos kreivė (3.5 c pav.) taip pat nėra taisyklingos sinusoidės formos, tačiau jos amplitudė yra didesnė – $U_m \approx 15$ V, kas atitinka maksimalią teoriškai įmanomą vertę. Imitacinių bandymų metu gautos išėjimo įtampos spektro pikai sutampa su eksperimentiniais duomenimis – pagrindinė dedamoji yra ties 30 Hz, toliau matoma trečioji dedamoji ties 90 Hz.

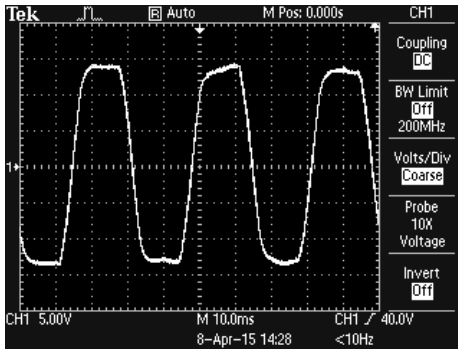
Tiriant asimetrinį erdvių vektorių moduliavimo metodą, kuriame naudojami ilgieji ir vidutiniai vektoriai, eksperimentų metu gauti rezultatai atitiko imitacinių bandymų rezultatus. Inverterio išėjimo įtampos kreivė (3.6 a pav.), kaip ir imitacinių bandymų metu (3.6 c pav.), buvo netaisyklingos sinusoidės formos, su trečiajai harmonikai būdingais iškraipymais. Eksperimento metu pasiekta išėjimo įtampos amplitudė $U_m \approx 14,3 \pm 0,16$ V, kuri yra kiek mažesnė už imitacinių bandymų metu gautą $U_m \approx 15$ V.

Spektrinė (3.6 b ir d pav.) eksperimentinio ir imitacinio bandymų įtampų analizė rodo, kad abejais atvejais išėjimo įtampose pagrindinė harmonika yra ties 30 Hz, bet vyrauja ir trečioji harmonika ties 90 Hz, taigi kokybine prasme rezultatai sutampa.

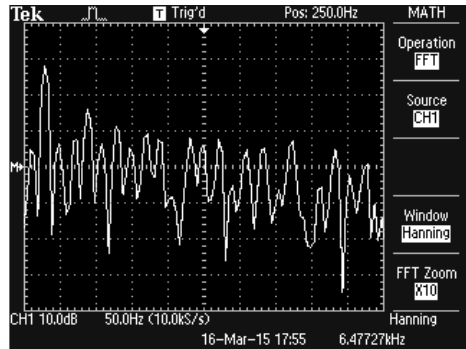
Eksperimentiškai tiriant 2.1.2 skyrelyje aprašytą įtampos formavimo metodą, kuriame naudojami tik vidutinio ilgio vektoriai, gauti rezultatai yra artimi imitacinių bandymų metu gautiems rezultatams. Eksperimentiškai gauta įtampos kreivė yra sinusoidės formos be būdingų žemo dažnio dedamosioms iškraipymų. Eksperimento metu pasiekta išėjimo įtampos amplitudė $U_m \approx 14,6 \pm 0,16$ V

(3.7 a pav.) beveik atitinką imitacinių bandymų metu gautą maksimalią teoriškai galimą amplitudę $U_m \approx 15$ V (3.6 c pav.).

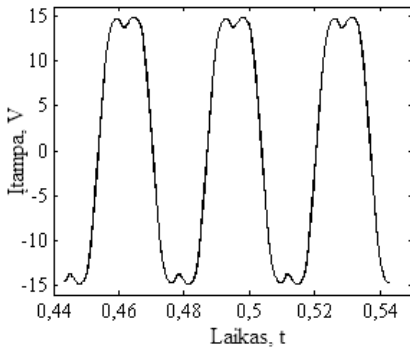
Analizuojant eksperimentiškai ir imitaciniais bandymais gautų įtampų spektrus (3.7 b ir d pav.) matoma aiški koreliacija. Spektuose didžiausią amplitudę turi pagrindinė formuojamos įtampos 30 Hz dažnio dedamoji. Daugiau aiškiai matomų žemos eilės dedamųjų spektre nematyti.



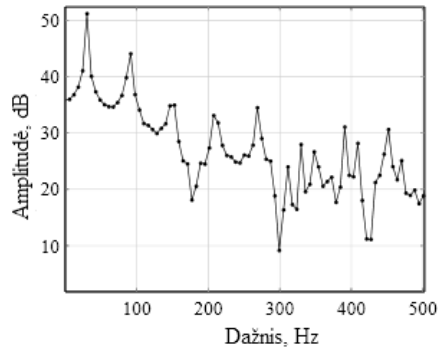
a)



b)



c)



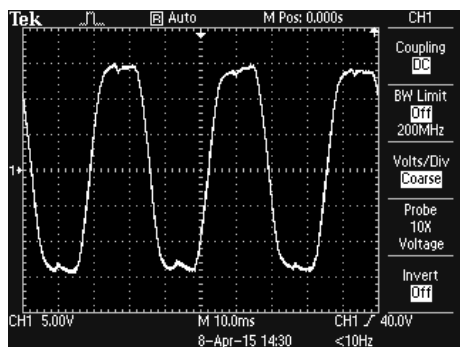
d)

3.5 pav. Fazės A įtampos, kai naudojami ilgieji vektoriai:

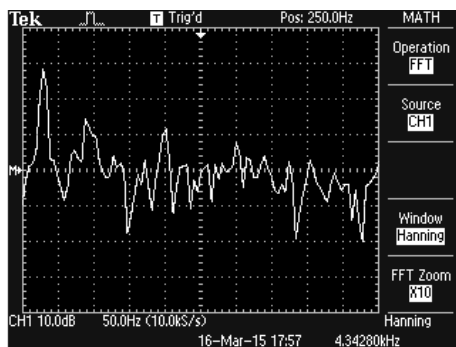
- a) eksperimentiškai gauta filtruotos įtampos kreivė; b) eksperimentiškai gautas nefiltruotos įtampos spektras; c) imitacinių bandymų filtruota įtampos kreivė; d) imitacinių bandymų nefiltruotos įtampos spektras

Fig. 3.5. Phase A voltage, when large magnitude vectors are used:

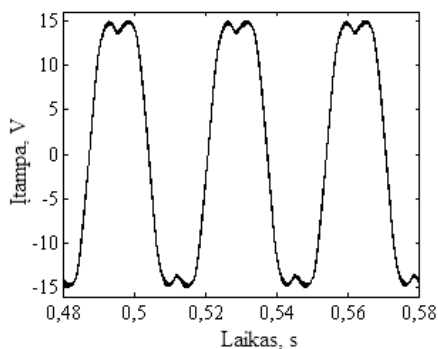
- a) experimentally obtained filtered voltage; b) experimentally obtained unfiltered voltage spectrum; c) simulated filtered voltage; d) simulated unfiltered voltage spectrum



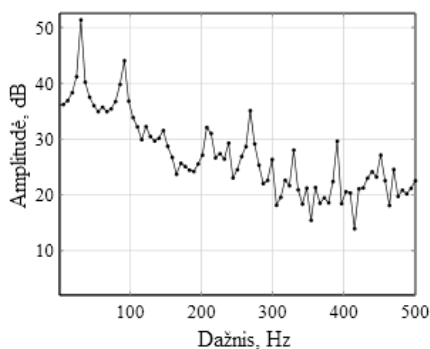
a)



b)



c)



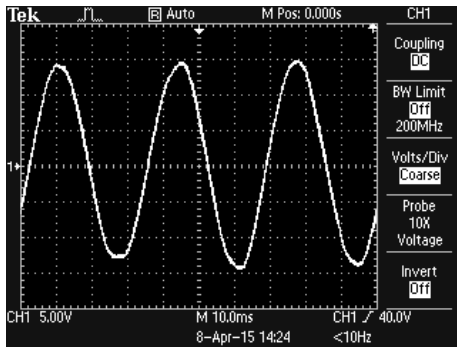
d)

3.6 pav. Fazės A įtampos, kai naudojami ilgieji ir vidutiniai vektoriai:

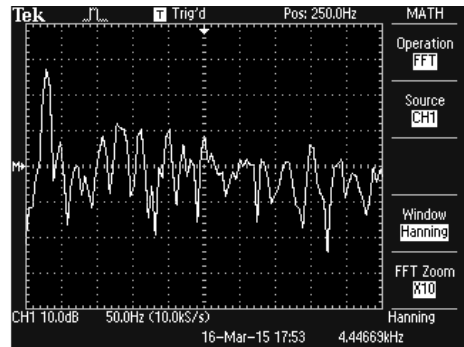
- a) eksperimentiškai gauta filtruotos įtampos kreivė; b) eksperimentiškai gautas nefiltruotos įtampos spektras; c) imitacinių bandymų filtruota įtampos kreivė; d) imitacinių bandymų nefiltruotos įtampos spektras

Fig. 3.6. Phase A voltage, when large and medium magnitude vectors are used: a) experimentally obtained filtered voltage; b) experimentally obtained unfiltered voltage spectrum; c) simulated filtered voltage; d) simulated unfiltered voltage spectrum

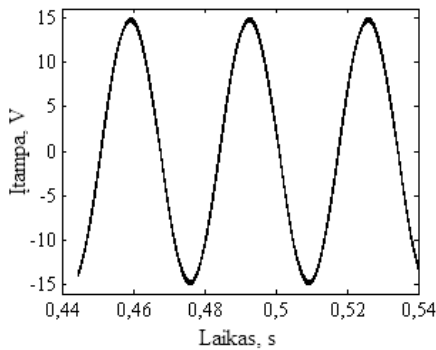
Eksperimentiškai ištyrus tris autoriaus sukurtus įtampos formavimo metodus buvo nustatyta, jog eksperimentų rezultatai aiškiai koreliuoja su imitacinių bandymų rezultatais. Formuojant išėjimo įtampą 2.1.1 skyrelyje aprašytu metodu, eksperimento ir imitacinių bandymu metu gautos įtampų kreivės yra sinusoidės formos su iškraipymais, kuriuos sukelia žemo dažnio harmonikos. Spektrinė įtampų analizė parodė, kad be pagrindinės harmonikos, išėjimo įtampoje vyrauja ir trečioji harmonika, kuri ir lemia išėjimo įtampos iškraipymą. Eksperimento metu gauta išėjimo įtampos amplitudė yra ~ 1 V mažesnė nei gauta imitacinių bandymu metu.



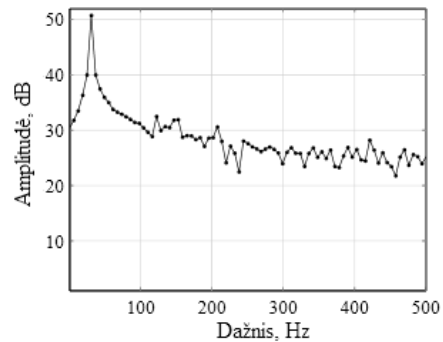
a)



b)



c)



d)

3.7 pav. Fazės A įtamos, kai naudojami vidutiniai vektoriai:

- a) eksperimentiškai gauta filtruotos įtamos kreivė; b) eksperimentiškai gautas nefiltruotos įtamos spektras; c) imitacinių bandymų filtruota įtamos kreivė; d) imitacinių bandymų nefiltruotos įtamos spektras

Fig. 3.7. Phase A voltage, when medium magnitude vectors are used: a) experimentally obtained filtered voltage; b) experimentally obtained unfiltered voltage spectrum; c) simulated filtered voltage; d) simulated unfiltered voltage spectrum

Eksperimentiškai tiriant įtamos formavimo metodą, naudojantį ilgiausius ir vidutinius vektorius, gauti analogiški rezultatai: eksperimentiškai gautos įtamos kreivės ir spekrai kokybiškai atitinka imitacinių bandymų rezultatus, o įtamos amplitudė yra $\sim 0,6$ V mažesnė už imitacinių bandymų metu gautą amplitudę.

Analizuojant 2.1.2 skyrelyje pateiktą įtamos formavimo metodą, eksperimentiniai rezultatai taip pat kokybiškai sutampa su imitacinių bandymų rezultatais: abiem atvejais gaunama užduoto dažnio taisyklingos sinusoidės formos

įtampa, kuri yra tinkama šešių fazių varikliui, su simetriniu apvijų išdėstymu, maitinti.

Tačiau eksperimentiškai gautos įtampos amplitudė, kaip ir ankstesniais atvejais, buvo gauta $\sim 0,6$ V mažesnė negu imitaciniuose bandymuose. Spektrinė nefiltruotų įtampų analizė patvirtina, kad išėjimo įtampoje nėra žemos eilės harmoninių dedamųjų tiek eksperimentiškai tiek imitaciniais bandymais gautose išėjimo įtampose.

Visuose trijuose bandytuose metoduose stebimas amplitudžių neatitikimas – eksperimentiniuose tyrimuose visais tirtais atvejais gaunama mažesnė išėjimo įtampos amplitudė negu imitaciniuose bandymuose. Tai paaiškinama tuo, kad imitaciniuose bandymuose nebuvo modeliuojama tranzistorių neveikos trukmės (angl. *dead time*) įtaką išėjimo įtampai. Eksperimente naudojamuose inverteriuose, tranzistorius valdanti schema automatiškai įveda vėlinimo laikus, optimizuotus 5 kHz tranzistorių perjungimo dažniui. Papildomai įvedus šiuos laikus, atitinkamai sumažėja aktyviųjų vektorių, kuriais formuojama išėjimo įtampa, veikimo laikai, kas ir lemia sumažėjusią išėjimo įtampos amplitudę. Be to amplitudė sumažėja dėl įtampos kritimo inverterio puslaidininkiniuose IGBT jungikliuose.

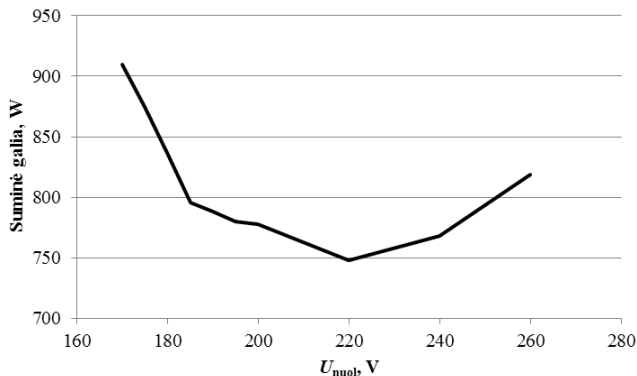
3.2.2. Šešių fazių asinchroninės pavaros greičio ir sukimo momento pereinamųjų procesų tyrimai

Šiame skyriuje pateikiami šešių fazių asinchroninės pavaros, kurioje variklis maitinamas inverteriu, realizuojančiu sukurtus šešių fazių įtampos formavimo metodus, eksperimentiniai tyrimo rezultatai. Tyrimai buvo atliekami naudojant eksperimentinį šešių fazių variklį, kurio apvijos buvo sujungtos šešių fazių topologija su viena izoliuota neutrale. Buvo tiriama įtampos tiekiamos į variklį amplitudės įtaka pavaros vartojamai galiai bei nustatytos įtampos amplitudės santykio su faziniu dažniu priklausomybės, garantuojančios minimalią pavaros vartojamą galią. Taip pat buvo ištirti variklio sukimo momento ir greičio pereinamieji procesai. Gauti rezultatai palyginti su to paties variklio, sujungto trifazė topologija, rezultatais. Taip pat buvo ištirti šešių fazių variklio darbo režimai atsiradus gedimui.

Šešių fazių dažnio keitiklio įtampos amplitudės santykio su faziniu dažniu priklausomybių tyrimas buvo atliekamas siekiant surasti optimalią maitinimo įtampos amplitudę eksperimentiniam šešių fazių asinchroniniam elektros varikliui kintant variklio apkrovai ir variklio maitinimo įtampos dažniui. Variklis buvo maitinamas iš šešių fazių dažnio keitiklio maketo, kuriame išėjimo įtampa buvo formuojama naudojant vidutinių vektorių EVM įtampos formavimo metodą. Antrajame disertacijos skyriuje, analitiškai sprendžiant įtampos formavimo uždavinį buvo įrodyta, jog formuojant įtampą šiuo metodu, maksimali išėjimo

įtampos amplitudė yra susieta su inverterio nuolatine įtampa, ir yra lygi $U_m = 0,5U_{\text{nuol}}$. Išėjimo įtampos amplitudė buvo keičiama, keičiant nuolatinės įtampos šaltinio, maitinančio dažnio keitiklio inverterį, įtampą. Inverterio raktų komutavimo dažnis (angl. *switching frequency*) $f_s = 5$ kHz.

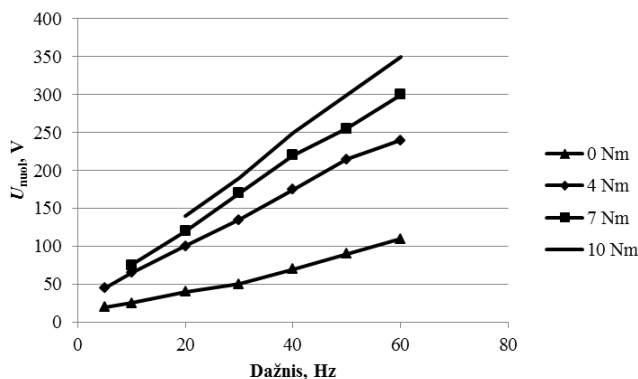
Tyrimai buvo atlikti 5, 10, 20, 30, 40, 50, 60 Hz faziniam įtampos dažniui, esant 0, 4, 7, 10 Nm variklio apkrovai. Keičiant inverterio nuolatinės maitinimo įtampos vertę, ko pasėkoje keitėsi išėjimo įtampos amplitudė, buvo randama mažiausia įtampos vertė, prie kurios variklio rotorius neviršija kritinio slydimo ribos. Nors esant šiai nuolatinės įtampos vertei inverterio išėjimo įtampos amplitudė yra mažiausia, srovė kurią vartoja pavarą nėra minimali, nes rotorius slydimas yra didelis, dėl ko išauga srovės apvijose. Didinant amplitudės vertę, variklio rotoriaus slydimas, o kartu ir apvijų srovės, mažėja iki minimalios vertės, kurį pasiekus srovės vėl ima augti, didėja pavaros suvartojama galia. Variklio naudojamos galios priklausomybė kai $T_m = \text{const}$ ir $n_r \approx \text{const}$ pavaizduota 3.8 paveiksle.



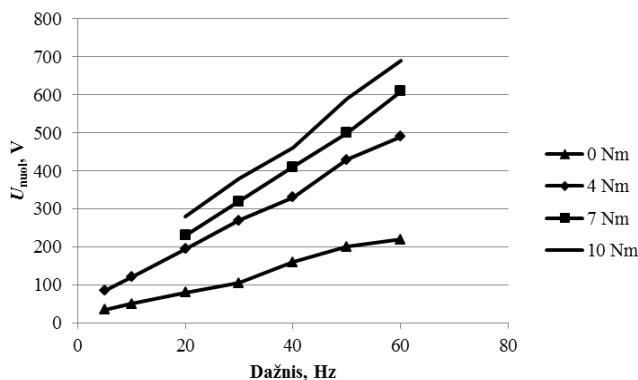
3.8 pav. Suminė variklio ir inverterio naudojamos galios priklausomybė nuo inverterio maitinimo įtampos kai $T_m = 7$ Nm ir $n_r \approx 550$ aps/min

Fig. 3.8. Total power of inverter and motor vs. inverter input voltage curve used for optimal operating point determination when $T_m = 7$ Nm and $n_r \approx 550$ rpm

Kaip matome iš 3.8 paveikslo elektros variklis prie 40 Hz maitinimo įtampos dažnio ir 7 Nm apkrovos pasiekia mažiausią energijos suvartojimą inverterio maitinimo įtampai esant $U_{\text{nuol}} = 220$ V. Analogiškai buvo nustatytos optimalios maitinimo įtampos esant kitiems darbo režimams. Šešių fazių variklio inverterio maitinimo įtampos priklausomybė nuo dažnio, esant skirtingoms mechaninėms apkrovoms pavaizduota 3.9 a paveiksle.



a)

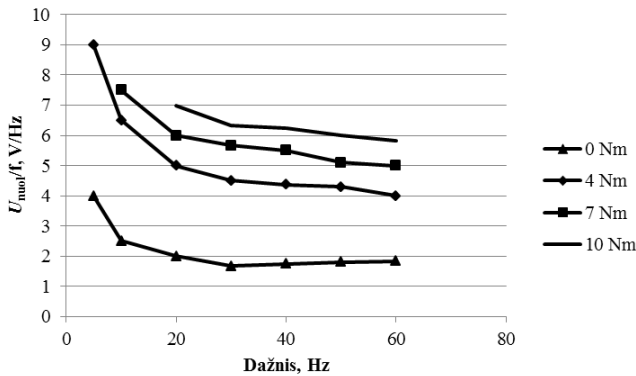


b)

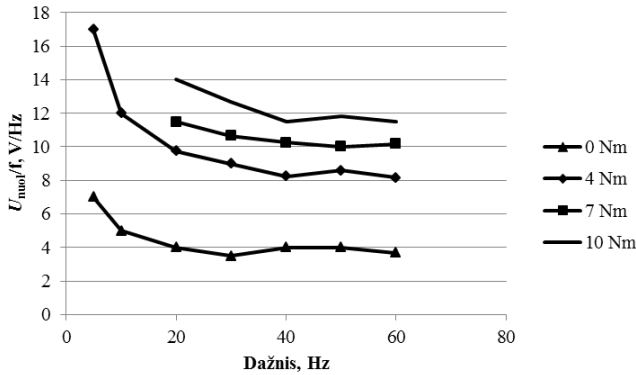
3.9 pav. Inverterio optimalios maitinimo įtampos priklausomybė nuo formuojamos išėjimo įtampos dažnio: a) maitinant šešių fazių eksperimentinį variklį; b) maitinant trijų fazių variklį

Fig. 3.9. Inverters optimal voltage vs output voltage frequency: a) for a six phase experimental motor; b) for a three phase motor

Lyginant šias priklausomybes su trijų fazių topologijoje veikiančio to paties variklio charakteristikomis matyti, kad reikiama maitinimo įtampa yra apie 2 kartus didesnė. Kadangi matavimai daryti esant kelioms apkrovoms, galima nubraižyti maitinimo įtampos santykio su dažniu (U/f), atitinkančio mažiausią dažninės pavaros vartojamą galią, priklausomybes nuo dažnio abiejų tipų varikliams (3.10 pav.).



a)



b)

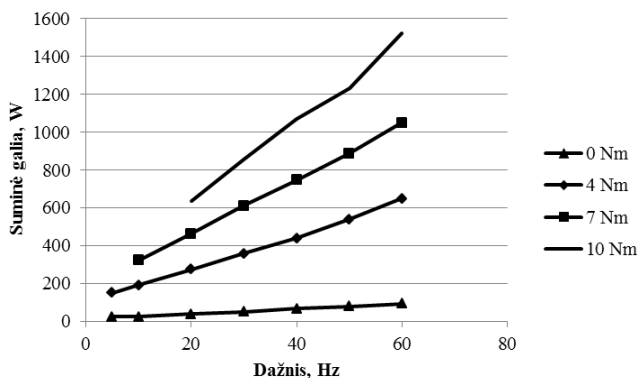
3.10 pav. Eksperimentiškai gauta U_{nuol}/f santykio, atitinkančio minimaliai variklio naudojamai galiai, priklausomybė nuo dažnio, įvairiems variklio apkrovimams: a) šešių fazių eksperimentiniam varikliui; b) trijų fazių varikliui

Fig. 3.10. Experimentally obtained U_{nuol}/f ratio, which corresponds to minimal power usage of the motor, dependancy on voltage frequency: a) for six phase experimental motor; b) for three-phase motor

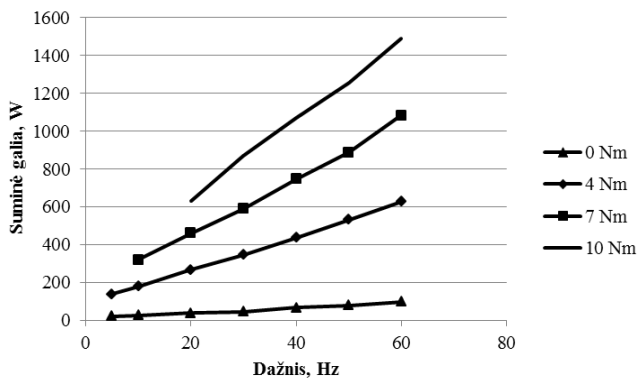
Kaip matome iš 3.10 paveikslo, abiejų variklių atveju gautas inverterio amplitudės valdymo dėsnis, garantuojantis minimalią variklio naudojamą galią, neatitinka teorinio $U/f = \text{const}$. Esant mažam įtampos dažniui, reikalinga didesnė įtampos amplitudė, nes mažėjant dažniui vis didesnę įtaką daro statoriaus apvijų aktyvioji varža. Dėl šios priežasties esant mažam maitinimo įtampos dažniui, amplitudė turi būti didesnė nei nusako įtampos valdymo dėsnis $U/f = \text{const}$.

Kaip matome iš paveikslo, tiek šešių, tiek ir trijų fazių atveju U/f santykio pokyčio tendencijos lieka tokios pat, tačiau santykis U_{nuol}/f trijų fazių varikliui yra ~ 2 kartus didesnis.

Lyginant abiejų topologijų variklių suvartojamą galią (3.11 pav.), šešių fazių topologijos pranašumų prieš trifazę pastebėta nebuvo. Esant vienodiems rotoriaus sukimosi greičiui ir sukimo momentui abiejų topologijų varikliai vartojo tą pačią galią iš nuolatinės įtamos šaltinio, maitinančio dažnio keitiklio inverterį.



a)



b)

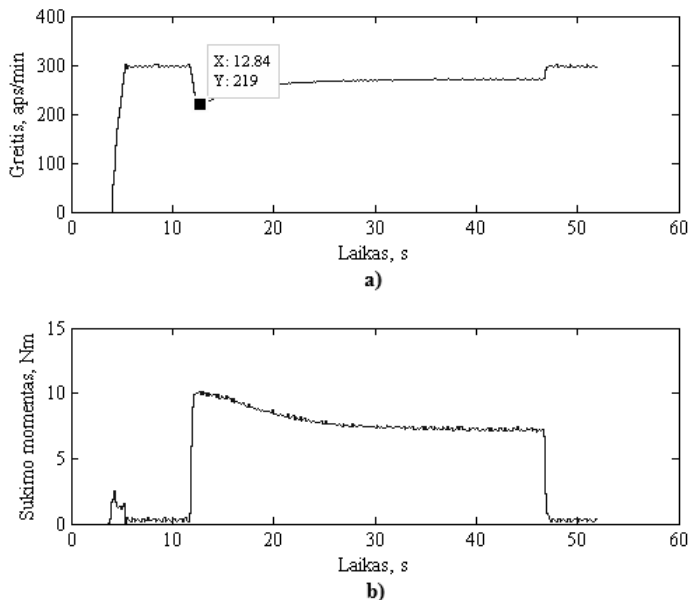
3.11 pav. Suminė variklio ir inverterio suvartojama galia:

a) šešių fazių topologija; b) trijų fazių topologija

Fig. 3.11. Total power usage of the inverter and motor:

a) six phase topology; b) three-phase topology

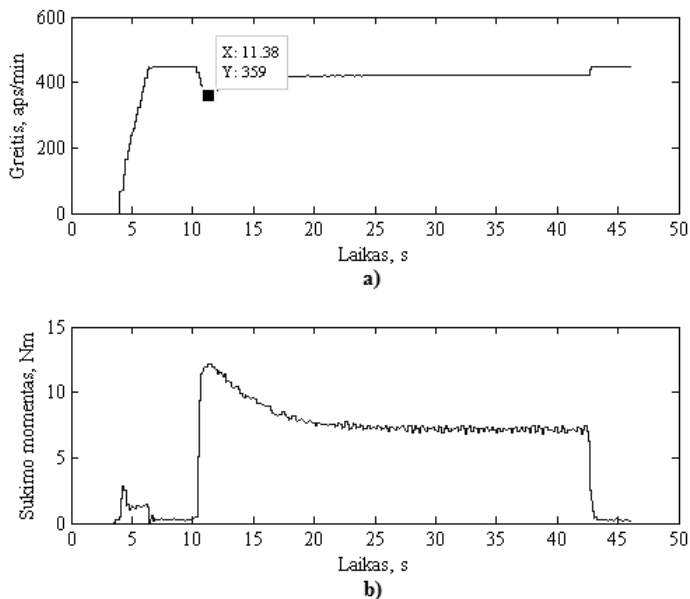
Siekiant ištirti variklio pereinamąjį procesą kintant mechaninei apkrovai, neapkrautas šešių fazių variklis buvo paleidžiamas, o rotorui įsisukus apkraunamas 7 Nm nominalia apkrova. Variklį maitinantis inverteris formavo 20, 30 ir 40 Hz dažnio įtampą, o inverterio maitinimo įtampa buvo parenkama pagal 3.9 a paveiksle pavaizduotą kreivę, kuri buvo sudaryta naudojant eksperimentinių tyrimų duomenis. Eksperimento metu gautos variklio rotoriaus greičio ir sukimo momento pereinamųjų procesų kreivės pavaizduotos 3.12–3.14 paveiksluose.



3.12 pav. 6 fazių topologija sujungto variklio pereinamasis procesas, kai $f = 20$ Hz, $U_{\text{nuol}} = 120$ V, $T_{\text{ap}} = 7$ Nm: a) greičio; b) sukimo momento
Fig. 3.12. Transition process of a 6 phase topology connected AC motor, when $f = 20$ Hz, $U_{\text{nuol}} = 120$ V, $T_{\text{ap}} = 7$ Nm: a) rotor speed; b) torque

Kaip galime matyti iš 3.12–3.14 paveikslų, visais atvejais rotorius bėgėjasi esant pastoviam, $\sim 1,3$ Nm sukimo momentui. Taip yra dėl to, kad variklio velenas yra sujungtas su laisvai besisukančio generatoriaus velenu, kuris turi inerciją, ir keičiant jo sukimosi greitį reikalinga tam tikra jėga. Šis sukimo momentas yra vienodas nepriklausomai nuo užduoto variklio greičio dėl to, kad įtampos amplitudės ir dažnio didėjimo greitis yra išlaikomas pastovus visiem maitinimo įtampos dažnio atvejais, o esant didesniai maitinimo įtampos dažniui, variklis tiesiog ilgiau bėgėjasi. Varikliui įsibėgėjus iki greičio, artimo sinchroniniam, sukimo momentas tampa artimas 0. Momentas nenusistovi lygiai ties 0 dėl matavimų stendo guoliuose esančios trinties. Nusistovėjus

veleno greičiui, įjungiamo mechaninė apkrova motorui, kuria tarnauja nuolatinės įtampos elektros generatorius.

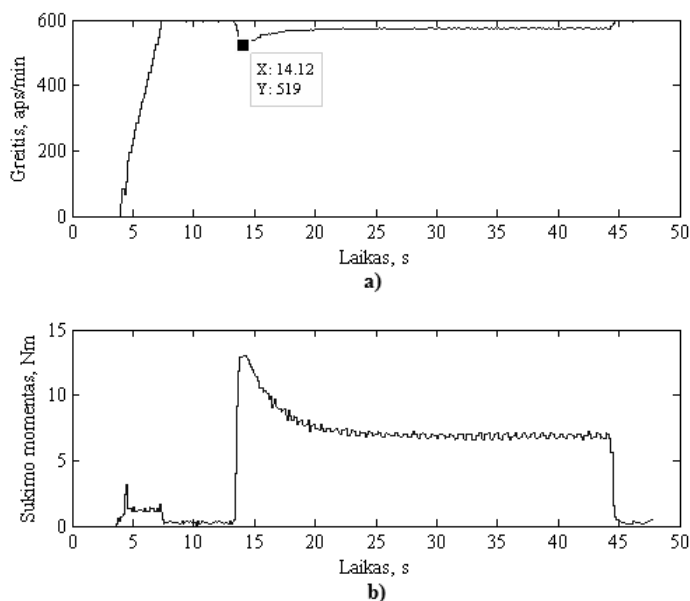


3.13 pav. 6 fazių topologija sujungto variklio pereinamasis procesas, kai $f = 30$ Hz, $U_{nuol} = 170$ V, $T_{ap} = 7$ Nm: a) greičio; b) sukimo momento
Fig. 3.13. Transition process of a 6 phase topology connected AC motor, when $f = 30$ Hz, $U_{nuol} = 170$ V, $T_{ap} = 7$ Nm: a) rotor speed; b) torque

Kaip minėjome anksčiau, generatoriui elektriškai apkrauti naudojamos nuosekliai sujungtos 1 kW galios šildymo lempos. Kol lempos šaltos, jų varža yra maža, taigi jomis teka didesnė srovė, ko pasekoje labiau apkraunamas generatorius. Dėl šios priežasties, pradžioje sukimo momentas viršija užduotą. Šylant lempom, elektrinės apkrovos varža tolydžiai didėja, kol nusistovi.

Iš 3.12 paveikslą matome, kad variklio rotoriaus išibėgėjimas trunka ~1,4 s. Staiga apkrovus variklį, jo veleno greitis sumažėja iki 219 aps/min, o sukimo momentas išauga iki 10 Nm. Nusistovėjus generatoriaus apkrovos pereinamajam procesui nominalus sukimo momentas nusistovi ties 7,3 Nm, o veleno greitis ties 272 aps/min.

Pagal 3.13 paveikslą matome, kad kai variklis maitinamas 30 Hz dažnio įtampa, bėgėjimasis trunka ~2,8 s. Apkrovus variklį veleno greitis sumažėja iki 359 aps/min, o sukimo momentas padidėja iki 11,5 Nm. Procesui nusistovėjus apkrova tampa lygi 7,2 Nm o veleno greitis – 424 aps/min.



3.14 pav. 6 fazių topologija sujungto variklio pereinamasis procesas, kai $f = 40$ Hz, $U_{nuol} = 220$ V, $T_{ap} = 7$ Nm: a) greičio; b) sukimo momento
Fig. 3.14. Transition process of a 6 phase topology connected AC motor, when $f = 40$ Hz, $U_{nuol} = 220$ V, $T_{ap} = 7$ Nm: a) rotor speed; b) torque

Varikliui veikiant 40 Hz įtampa, bėgėjimosi procesas užtrunka 3,6 s (3.14 pav). Apkrovus variklį veleno greitis sumažėja iki 519 aps/min. o maksimalus sukimo momentas siekia 14,2 Nm. Apkrauto veleno greitis nusistovi ties 575 aps/min esant 7 Nm apkrovai.

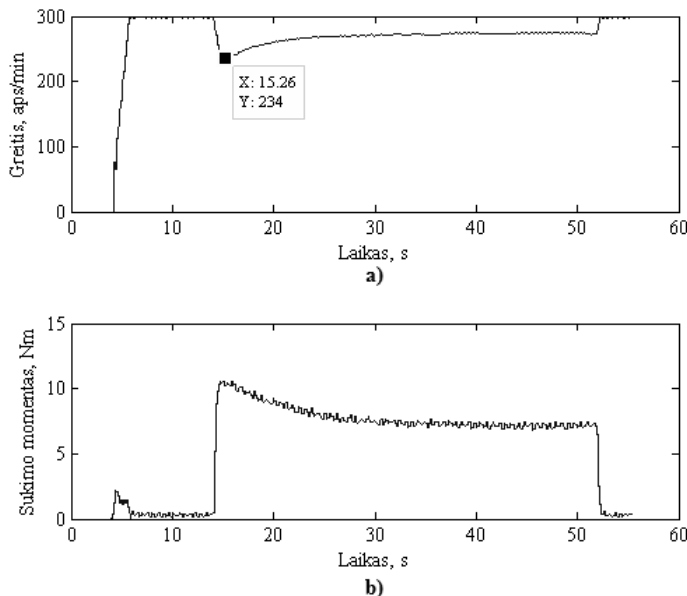
Toks pat tyrimas buvo atliktas su eksperimentiniu varikliu, sujungtu trijų fazių topologija ir maitinamu trijų fazių dažnio keitikliu, kuriame veikė vidutinių vektorių EVM metodas. Gautos kreivės pavaizduotos 3.15–3.17 paveiksluose.

Iš 3.15 paveikslu matome, kad varikliui bėgėjantis išlaikomas pastovus ~1,4 Nm sukimo momentas, o veleno išibėgėjimas užtrunka ~1,5 s. Staiga apkrovus variklį, sukimo momentas padidėja iki 10 Nm o sūkliai sumažėja iki 234 aps/min. Laikui bėgant sukimo momentas nusistovi ties 7,1 Nm, o veleno greitis – 275 aps/min.

Variklį maitinant 30 Hz įtampa (3.16 pav.), bėgėjimosi procesas trunka ~2,7 s. Staiga apkrovus variklį rotoriaus sūkliai krenta iki 373 aps/min, o sukimo momentas didėja iki 13,4 Nm. Nusistovėjus pereinamajam procesui, pasiekiami nominali 7,1 Nm apkrova esant 425 aps/min veleno greičiui.

Dar padidinus variklio greitį, ir tiekiant varikliui 40 Hz dažnio maitinimo įtampa, bėgėjimosi procesas trunka 3,6 s. Apkrovus variklį, sūkliai krenta iki

530 aps/min, o sukimo momentas piko metu pasiekia 13 Nm (3.17 pav.). Nusi-stovėjus pereinamajam vyksmui, veleno greitis nusistovi ties 575 aps/min, o su-kimo momentas ties 7 Nm.



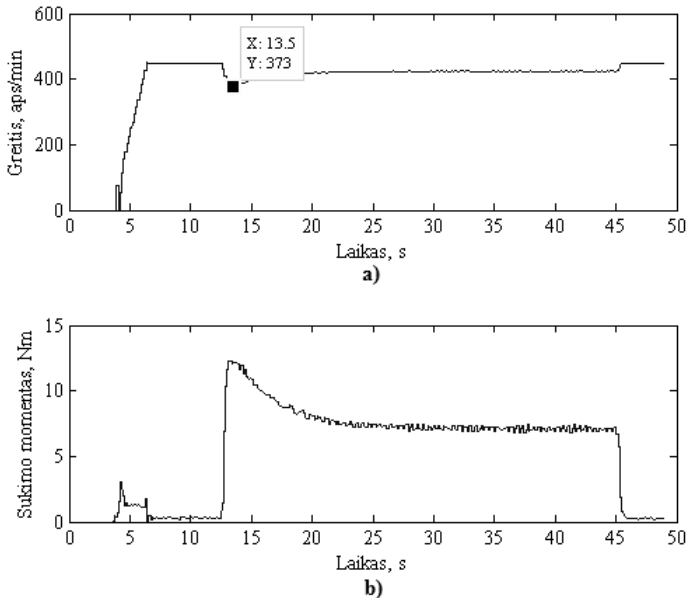
3.15 pav. 3 fazių topologija sujungto variklio pereinamasis procesas, kai $f = 20$ Hz, $U_{nuol} = 240$ V, $T_{ap} = 7$ Nm: a) greičio; b) sukimo momento
Fig. 3.15. Transition process of a 3 phase topology connected AC motor, when $f = 20$ Hz, $U_{nuol} = 240$ V, $T_{ap} = 7$ Nm: a) rotor speed; b) torque

Lyginant trijų ir šešių fazių topologija sujungtų variklių pereinamųjų procesų eksperimentinių bandymų rezultatus, esminių charakteristikų pokyčių tarp variklių nepastebėta. Abejais atvejais varikliai bėgėjasi vienodu, dažnio keitiklyje užduotu pagreičiu. Bėgėjimosi procesas užtrunka tiek pat laiko esant skirtingom jungimo topologijom. Apkraunant variklį apkrova, variklio sūkių kritimas ir maksimalus sukimo momentas taip pat yra apytikriai lygūs, o nusistovėjus generatoriaus apkrovos pereinamajam procesui, variklio sukimo momentas ir veleno greitis taip pat nusistovi apytikriai ties tomis pačiomis vertėmis, todėl galima teigti, jog šešių ir trijų fazių jungimo topologijos variklių dinaminės sąlybės nesiskiria.

Vienas pagrindinių daugiafazių variklių privalumų – galimybė veikti esant vienos ar daugiau fazinių apvijų gedimui. Siekiant ištirti šešių fazių variklio darbą esant gedimui, eksperimento metu buvo atjungiamos viena, dvi ir trys variklio fazinės apvijos. Vykdam eksperimentą, dažnio keitiklio inverteris buvo

maitinamas 190 V įtampa, kuri atitiko minimalią variklio vartojamą galią kai variklis apkrautas 10 Nm apkrova. Inverterio tiekiamos į variklį įtampos dažnis 30 Hz. Įtampa inverteryje buvo formuojama autoriaus sukurtu erdvinių vektorių moduliacijos metodu, kuriame naudojami tik vidutinio ilgio vektoriai.

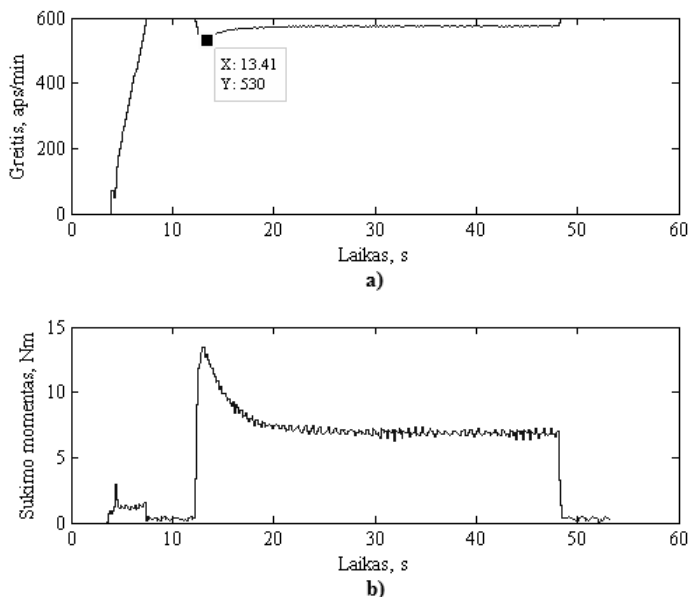
Ekspimento eigoje, variklis buvo paleidžiamas be apkrovos, varikliui įsibėgėjus apkrova buvo tolydžiai padidinama iki 4 Nm, po to iki 7 Nm ir galiausiai iki 10 Nm.



3.16 pav. 3 fazių topologija sujungto variklio pereinamasis procesas, kai $f = 30$ Hz, $U_{nuol} = 340$ V, $T_{ap} = 7$ Nm: a) greičio; b) sukimo momento
Fig. 3.16. Transition process of a 3 phase topology connected AC motor, when $f = 30$ Hz, $U_{nuol} = 340$ V, $T_{ap} = 7$ Nm: a) rotor speed; b) torque

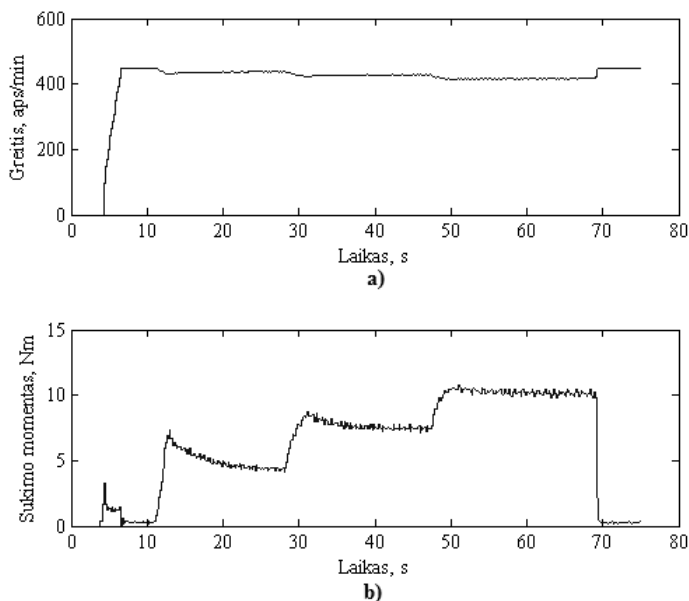
Pradžioje buvo gautas variklio pereinamasis procesas (3.18 pav.) veikiant visoms variklio apvijoms. Kaip matome iš paveikslo, variklio įsibėgėjimo laikas yra $\sim 2,2$ s, o įsibėgėjus rotorui jo greitis nusistovi ties 448 aps/min, kuris yra artimas sinchroniniam greičiui (450 aps/min). Toliau variklį apkrovus nominalia 4 Nm apkrova, sukimo momentas iš pradžių padidėja iki $\sim 6,9$ Nm, po to mažėja iki 4 Nm. Taip yra todėl, kad generatoriaus, kuris apkrauna variklį mechanine apkrova, elektrinė apkrova yra šildymo elementai, kurių varža jiems šylant didėja. Apkrovus variklį 4 Nm apkrova, rotorius greitis nusistovi ties 437 aps/min. Apkrovus variklį 7 Nm apkrova, prieš nusistovėdamas sukimo momentas trumpam padidėja iki 8,6 Nm, o momentui nusistovėjus ties nominalia 7 Nm verte,

rotoriaus greitis siekia 428 aps/min. Kai variklis apkraunamas 10 Nm apkrova, jo sūčiai nusistovi ties 415 aps/min. Iš grafiko taip pat matyti, kad varikliui veikiant įprastu režimu (be gedimo), nėra jokių akivaizdžių didelės amplitudės sukimo momento pulsacijų.



3.17 pav. 3 fazių topologija sujungto variklio pereinamasis procesas, kai $f = 40$ Hz, $U_{nuol} = 440$ V, $T_{ap} = 7$ Nm: a) greičio; b) sukimo momento
Fig. 3.17. Transition process of a 3 phase topology connected AC motor, when $f = 40$ Hz, $U_{nuol} = 440$ V, $T_{ap} = 7$ Nm: a) rotor speed; b) torque

Toks pat pereinamojo proceso tyrimas buvo pakartotas atjungus vieną, fazės B, variklio apviją. Kaip matome iš 3.19 paveikslo variklis be problemų startuoja veikiant tik penkioms iš šešių apvijų. Rotoriaus įsibėgėjimas trunka ilgiau nei pilnai veikiančio variklio – 2,3 s, o laisvų sūčių skaičius nusistovi ties 448 aps/min. Variklį apkrovus 4 Nm apkrova, sūčių skaičius nusistovi ties 436 aps/min, tačiau atsiranda žemo dažnio sukimo momento pulsacijos. Sukimo momento pulsacijų amplitudė esant 4 Nm apkrovai – $\sim 0,8$ Nm, dažnis – 1,6 Hz. Apkrovą padidinus iki 7 Nm, variklio sūčiai nusistovi ties 422 aps/min, padidėja sukimo momento pulsacijų amplitudė – $\sim 1,3$ Nm, tačiau pulsacijų dažnis išlieka beveik nepakitęs – 1,5 Hz. Sukimo momentą pakėlus iki 10 Nm, rotoriaus greitis nusistovi ties 389 aps/min, kas rodo kad rotorius slysta žymiai daugiau nei veikiant visoms apvijoms. Sukimo momento pulsacijų amplitudė prie šios apkrovos pasiekia $\sim 2,1$ Nm, dažnis – 1,3 Hz.



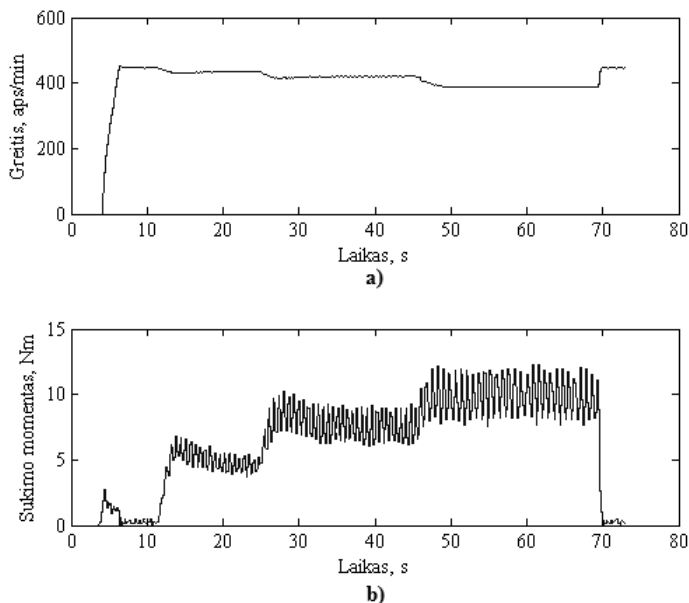
3.18 pav. Šešių fazių variklio pereinamieji procesai, kai visos apvijos veikia: a) rotoriaus greičio; b) sukimo momento

Fig. 3.18. Transitions of a six phase motor when all windings are working: a) rotor speed; b) torque

Imituojant dviejų fazių gedimą buvo atjungtos fazės B ir D. Taip buvo padaryta dėl to, kad esant dviejų gretimų fazinių apvijų gedimui, pvz. B ir C, variklis, maitinamas inverterio, kuriame veikia įprastas įtampos formavimo metodas, startuoti negali. Neveikiant dvejoms apvijoms, neapkrautas variklis bėgėjasi 2,3 s, kol pasiekia 448 aps/min greitį. Variklį apkrovus 4 Nm apkrova, greitis nusistovi ties 432 aps/min ir atsiranda sukimo momento pulsacijos (3.20 pav.), kurių amplitudė yra $\sim 0,6$ Nm, dažnis – 1,6 Hz. Sukimo momentą didinant iki 7 Nm, (3.20 pav., 35 sekundė) matomas staigus rotoriaus greičio mažėjimas, nes variklis jau negali išlaikyti staigaus apkrovos padidėjimo. Tolydžiai didinant apkrovą, pavyko pasiekti maksimalų sukimo momentą esant dviem sugedusiom apvijom – 7 Nm prie 408 aps/min. Sukimo momento pulsacijų amplitudė esant šiai apkrovai – ~ 1 Nm, o dažnis – 1,5 Hz.

Esant trimis atjungtomis apvijoms – B, D ir F, variklis startuoja per 2,4 s ir pasiekia 447 aps/min greitį. Variklį apkrovus 4 Nm apkrova, sūkliai nusistovi ties 425 aps/min, taip pat nėra sukimo momento pulsacijų (3.21 pav.). Tai galima paaiškinti tuo, kad variklis vėl veikia simetriniu režimu, nes veikiančios apvijos yra simetriškai, kas 120° , išsidėsčiusios statoriuje. Tačiau bandant didinti apkrovą iki 7 Nm, rotorius pradeda smarkiai slysti (3.21 pav. grafiko 48 ir

56 sek), o maksimalus sukimo momentas prie kurio variklis dar gali veikti yra $\sim 5,3$ Nm.



3.19 pav. Šešių fazių variklio pereinamieji procesai, kai atjungta B fazės apvija: a) rotoriaus greičio; b) sukimo momento

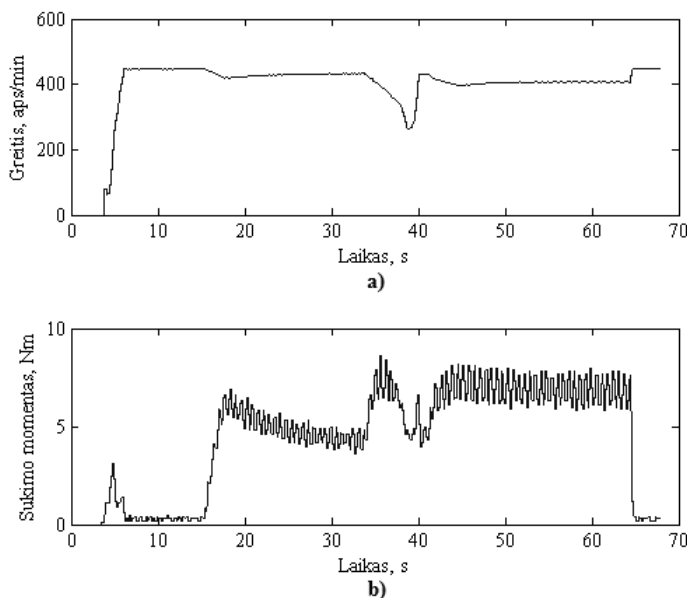
Fig. 3.19. Transitions of a six phase motor when phase B winding is disconnected: a) rotor speed; b) torque

Bandant paleisti variklį esant daugiau negu 3 fazių gedimui, variklis nestartuodavo. Atlikti eksperimentiniai tyrimai įrodė, kad šešių fazių variklis, maitinamas dažnio keitikliu kuriame veikia erdvinio vektoriaus moduliavimo įtampos formavimo metodas formuojantis įtampą vidutinio ilgio vektoriais, gali veikti kai sugedusių fazinių apvių skaičius neviršija 3, su sąlyga, kad nėra esančių greita sugedusių apvių.

Esant vienos apvijos gedimui, variklis, esant 10 Nm apkrovai, veikė apkrautas ta pačia apkrova, tačiau dėl padidėjusio rotoriaus slydimo, jo greitis sumažėjo $\sim 10\%$, lyginant su nesugedusiu varikliu. Taip pat esant vienos fazės gedimui buvo stebimos žemo dažnio sukimo momento pulsacijos, kurių amplitudė didėjo, didinant apkrovos momentą.

Esant vienos fazės gedimui, stebint pulsacijas esant 4, 7 ir 10 Nm apkrovai, buvo nustatyta, kad pulsacijų amplitudė sudaro apie 20% apkrovos sukimo momento.

Esant dviejų negretimų fazių gedimui, variklis nebegali pasiekti sukimo momento, būdingo duotai maitinimo įtampai. Šiuo atveju maksimalus pasiektas sukimo momentas yra ~ 7 Nm. Stebint sukimo momento pulsacijas esant dviejų fazių gedimui prie 4 Nm ir 7 Nm apkrovos buvo nustatyta, jog pulsacijos sudaro apie 15 % apkrovos sukimo momento.

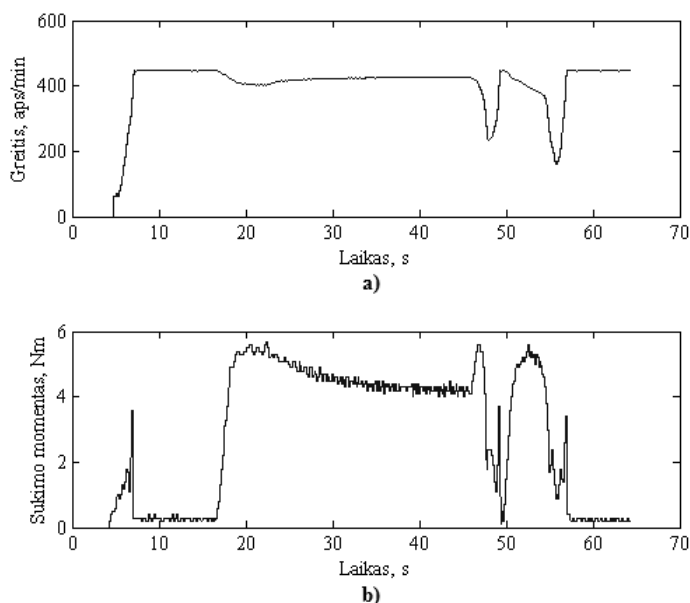


3.20 pav. Šešių fazių variklio pereinamieji procesai, kai atjungtos B ir D fazių apvijos: a) rotoriaus greičio; b) sukimo momento

Fig. 3.20. Transitions of a six phase motor when phase B and D windings are disconnected: a) rotor speed; b) torque

Esant trijų fazių gedimui, variklis praranda apie 50 % savo galios, ir gali išvystyti apie 5 Nm sukimo momentą, kai inverterio maitinimo įtampa yra 190 V, o formuojamos įtampos dažnis 30 Hz. Kita vertus, esant trijų fazių gedimui, variklio statoriuje apvių išdėstymas vėl tampa simetrinis, dėl ko išnyksta žemo dažnio sukimo momento pulsacijos, kurios gali būti kenksmingos varomai mechaninei sistemai.

Didėjant sugedusių fazių skaičiui mažėja variklio sukimo momentas bei atsiranda žemo dažnio sukimo momento pulsacijos. Šios pulsacijos atsiranda tik esant 1 arba 2 fazinių apvių gedimams. Eksperimentiniuose tyrimuose pulsacijų dažnis svyravo nuo 1,3 Hz iki 1,6 Hz, o amplitudė nuo 0,6 Nm iki 2,1 Nm. Neapkrauto variklio startavimo laikas esant gedimams skiriasi nežymiai – nuo 2,1 s esant sveikam varikliui padidėja iki 2,4 s esant trijų fazių gedimui.



3.21 pav. Šešių fazių variklio pereinamieji procesai, kai atjungtos B, D ir F fazių apvijos: a) rotoriaus greičio; b) sukimo momento

Fig. 3.21. Transitions of a six phase motor when phase B, D and F windings are disconnected: a) rotor speed; b) torque

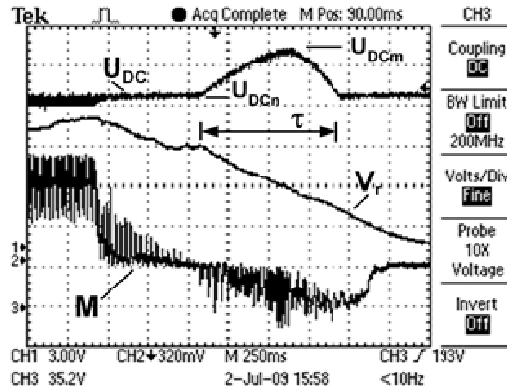
Apvijų gedimai laisvų sūkių skaičiui įtakos praktiškai neturi, sūkių skaičius esant 1 ir 2 apvijų gedimams nepakinta, o esant trijų apvijų gedimui sumažėja ~1 aps/min.

3.2.3. Inverterio maitinimo grandinės viršįtampių, generuojamų stabdomo variklio, tyrimas

Darbe buvo tiriami inverterio maitinimo viršįtampiai, generuojami stabdant variklį. Tyrimas yra aktualus, nes viršįtampis gali sugadinti inverterio puslaidininkinius jungiklius, maitinimo grandinės nuolatinės įtampos kondensatorius ar kitus komponentus. Tyrimai buvo atlikti naudojant dažnio keitiklių tyrimo stendą.

Dažninėse pavarose viršįtampiai atsiranda stabdant variklį mažinant variklio maitinimo įtampos pirmosios harmonikos dažnį. Esant didelei variklio apkrovos inercijai, stabdant variklį gali susidaryti tokia situacija, kad rotoriaus greitis viršys statoriaus kuriamo magnetinio lauko sinchroninį greitį, ir variklis pradės veikti kaip generatorius. Tokiu atveju, variklio generuojamas energijos perteklius per inverterio puslaidininkinius jungiklius patenka į inverterio nuolatinės įtampos maitinimo grandinę. Toks atvejis pavaizduotas 3.22 paveiksle. Kaip

matome iš paveikslėlio, viršįtampis pradedamas generuoti kai variklio apkrovos sukimo momentas tampa neigiamas t. y. variklis pradeda veikti generatoriaus režimu.



3.22 pav. Dažninės pavaros pereinamieji procesai stabdant variklį: viršutinė kreivė – inverterio nuolatinė maitinimo įtampa U_{DC} (vienas langelis = 100 V); vidurinė kreivė – rotoriaus apsisukimų skaičius V_r (vienas langelis = 1000 aps/min); apatinė kreivė – sukimo momentas M (vienas langelis = 6 Nm), kai stabdymo pagreitis $D = 16,7$ Hz/s. Inverterio nuolatinės įtamos grandinės kondensatoriaus talpa $C = 470$ μ F

Fig. 3.22. Transition processes of frequency drive: upper curve – inverter DC voltage U_{DC} (1 division = 100 V); middle curve – rotor speed V_r (1 division = 1000 rpm); bottom curve – load torque M (1 division = 6 Nm) when motor deceleration $D = 16.7$ Hz/s and DC bus capacitor $C = 470$ μ F

Norint apsaugoti dažnio keitiklį nuo viršįtampių, reikia įdiegti apsaugą, kuri uždarytų visus inverterio raktus, ir tokiu būdu neleistų srovei patekti į inverterio nuolatinės įtamos grandinę. Taikant tokią apsaugą, apsaugomas dažnio keitiklio inverteris, tačiau stabdymo procesas tampa nevaldomas, ir variklis su apkrova lėtėja apkrovos lėtėjimo pagreičiu. Norint išlaikyti stabdymo pagreičio valdymą, reikia suvaldyti perteklinės energijos, patenkančios iš variklio, srautą. Tam tikslui gali būti naudojamas šuntas, kuris jungiamas lygiagrečiai inverterio maitinimo grandinei.

3.3. Trečiojo skyriaus išvados

1. Tiriant išėjimo įtamos, suformuotos naudojant ilgųjų ir vidutinių vektorių EVM metodus, spektrą eksperimentiškai ir modeliuojant

gautos tos pačios spektro dedamosios, tačiau eksperimentiškai gauta pirmosios harmonikos spektro amplitudė yra atitinkamai 5,6–7,7 % ir 1,6–3,7 % mažesnė, lyginant su rezultatais, gautais modeliuojant.

2. Modeliavimo ir eksperimentinių tyrimų rezultatai nesutampa todėl, kad modeliuojant neįvertinamas dažnio keitiklio inverterio tranzistorių neveikos laikas (angl. *dead time*), dėl kurio sumažėja bazinio vektoriaus veikimo trukmė, dėl ko 1,6–7,7 % mažėja išėjimo įtampos amplitudė.
3. Šešių fazių asinchroninės pavaros, kurioje įtampa formuojama panaudojant vidutinius vektorius, suminėje inverterio ir variklio vartojamos galios priklausomybėje nuo įtampos tiekiamos į variklį amplitudės, duotai mechaninei variklio apkrovai ir variklio maitinimo įtampos dažniui, egzistuoja amplitudės vertė prie kurios vartojama galia yra minimali.
4. Atlikus eksperimentinius tyrimus nustatyta, kad šešių fazių variklis gali startuoti ir veikti jei yra bent 3 veikiančios fazės, su sąlyga, kad gedimas yra ne dvejose gretimose fazėse.
5. Kai variklis maitinamas 30 Hz, 95 V amplitudės įtampa, suformuota naudojant vidutinių vektorių EVM metodą, ir yra apkrautas 10 Nm apkrova, sugedus vienai fazei, variklio rotorius slydimas padidėja 5,8 % ir atsiranda 2,1 Nm sukimo momento pulsacijos.
6. Naudojant vidutinių vektorių EVM, esant vienos ir dviejų fazių gedimui, kai šešių fazių variklis maitinamas 30 Hz 95 V amplitudės įtampa ir yra apkrautas 4–10 Nm, pasireiškia sukimo momento pulsacijos, kurių amplitudė svyruoja nuo 0,6 iki 2,1 Nm, o dažnis – 1,3–1,6 Hz

Bendrosios išvados

1. Apibendrinto metodo daugiafazės įtampos formavimui, naudojant erdvinio vektoriaus moduliavimo (EVM) principą, nėra. Kiekvienam fazių skaičiui ir apkrovos jungimo topologijai turi būti kuriamas individualus įtampos formavimo metodas.
2. Šešių fazių įtampa, suformuota naudojant vidutinių vektorių EVM metodą, neturi trečiosios harmonikos. Sukurtas metodas nėra imlus skaičiavimams ir gali būti įgyvendintas nedidelio pajėgumo mikrovaldikliais.
3. Pagrindinis pasiūlyto šešių fazių įtampos formavimo EVM metodo, naudojant ilguosius vektorius, privalumas – santykinai mažas skaičiavimų kiekis, reikalingas įtampos formavimui, kuris yra toks pat kaip formuojant trijų fazių įtampą. Tačiau šiuo metodu suformuotoje įtampoje įsiterpia trečioji harmonika, kurios amplitudė sudaro apie 15 % pirmosios harmonikos amplitudės.
4. Tiriant išėjimo įtampos, suformuotos naudojant vidutinių vektorių EVM metodą, spektrą eksperimentiškai ir modeliuojant gautos tos pačios spektro dedamosios, tačiau eksperimentiškai gauta pirmosios harmonikos amplitudė yra 1,6–3,7 % mažesnė lyginant su rezultatais, gautais modeliuojant.

5. Atlikus eksperimentinius tyrimus nustatyta, kad šešių fazių variklis gali startuoti ir veikti jei yra bent 3 veikiančios fazės, su sąlyga, kad gedimas yra ne dvejose gretimose fazėse.
6. Naudojant vidutinių vektorių EVM metodą, esant vienos ir dviejų fazių gedimui, kai šešių fazių variklis maitinamas 30 Hz 95 V amplitudės įtampa ir yra apkrautas 4–10 Nm, pasireiškia sukimo momento pulsacijos, kurių amplitudė svyruoja nuo 0,6 iki 2,1 Nm, o dažnis – 1,3–1,6 Hz.

Literatūra ir šaltiniai

Ahmed S. M. 2012. Model predictive current control of a quasi sixphase voltage source inverter, *2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, IEEE. DOI: 10.1109/ISIE.2012.6237407.

Azeez N. A., Gopakumar K., Mathew J., Cecati C. 2014. A Harmonic Suppression Scheme for Open-End Winding Split-Phase IM Drive Using Capacitive Filters for the Full Speed Range, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61(10): 5213–5221. DOI: 10.1109/TIE.2014.2302388.

Baltatanu A., Florea M. L. 2013. Multiphase machines used in electric vehicles propulsion *Proceedings of the International Conference on ELECTRONICS, COMPUTERS and ARTIFICIAL INTELLIGENCE - ECAI-2013*, IEEE. DOI: 10.1109/ECAI.2013.6636204.

Baskys A., Bleizgys V., Gobis V. 2009. The Impact of Output Voltage Modulation Strategies on Power Losses in Inverter, *Elektronika ir Elektrotechnika* 94(6): 47–50.

Batista G. R., Salvadori F., Jacobina C. B., de Freitas I. S. 2013. Fault tolerant high performance drive system using six-phase induction machine, *2013 Brazilian Power Electronics Conference*, IEEE. DOI: 10.1109/COBEP.2013.6785205.

Bleizgys V. 2012. *Erdvinio vektoriaus moduliavimo principu valdomo inverterio tyrimas ir taikymas. Doktoro disertacija.*, Vilnius: TECHNIKA.

Bodo N., Levi E., Jones M. 2011. Carrier-based modulation techniques for five-phase open-end winding drive topology, *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Melbourne, VIC: IEEE. DOI: 10.1109/IECON.2011.6119903.

Bojoi R., Levi E., Farina F., Tenconi A., Profumo F. 2006. Dual three-phase induction motor drive with digital current control in the stationary reference frame, *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 153(1): 129. DOI: 10.1049/ip-epa:20050215.

Boldea I., Nasar S.A. 1992. *Vector Control of AC Drives*. CRC press.

- Brazhnikov A. V, Dovzhenko N. N., Minkin A. N., Pomolotova O. V, Litvinenko A. I., Shilova V. A. 2014. Multiphase hybrid traction drives for electrical vehicles, *2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion*, Ischia: IEEE. DOI: 10.1109/SPEEDAM.2014.6872109 .
- Bruyere A., De Sousa L., Bouchez B., Sandulescu P., Kestelyn X., Semail E. 2010. A multiphase traction/fast-battery-charger drive for electric or plug-in hybrid vehicles: Solutions for control in traction mode, *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, IEEE. DOI: 10.1109/VPPC.2010.5729220 .
- Buksnaitis J. 2015. Investigation and Comparison of Three-Phase and Six-Phase Cage Motor Energy Parameters, *Elektronika ir Elektrotechnika* 21(3): 16–20. DOI: 10.5755/j01.eee.21.3.5876
- Buksnaitis J. 2013. Research of Electromagnetic Parameters of Single-layer Three-phase and Six-phase Chain Windings, *Electronics and Electrical Engineering* 19(9): 11–14. DOI: 10.5755/j01.eee.19.9.5644 .
- Casadei D., Mengoni M., Serra G., Tani A., Zarri L. 2009. Carrier-Based PWM with Minimum Power Losses for IGBT Multiphase Inverters, *Power Electronics and Applications ' 2009*: 1–10.
- Dujic D., Grandi G., Jones M., Levi E. 2008. A Space Vector PWM Scheme for Multifrequency Output Voltage Generation With Multiphase Voltage-Source Inverters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55(5): 1943–1955. DOI: 10.1109/TIE.2008.918468.
- Dujic D., Jones M., Levi E. 2009. Generalised space vector PWM for sinusoidal output voltage generation with multiphase voltage source inverters, *International Journal of Industrial Electronics and Drives* 1(1): 1–13. DOI: 10.1504/IJIED.2009.515638.
- Dujic D., Jones M., Levi E. 2007. Space vector PWM for nine-phase VSI with sinusoidal output voltage generation: Analysis and implementation, *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*. DOI: 10.1109/IECON.2007.4459905.
- Dujic D., Jones M., Levi E., Lopez O. 2010. DC-bus utilisation in series-connected multi-phase machines supplied from a VSI with a composite phase number, *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*, Rome: IEEE. DOI: 10.1109/ICELMACH.2010.5607719.
- Dujic D., Levi E., Jones M. 2010. Dc bus utilisation in multiphase VSI supplied drives with a composite stator phase number, *2010 IEEE International Conference on Industrial Technology*, IEEE. DOI: 10.1109/ICIT.2010.5472480.
- Dujic D., Levi E., Jones M., Grandi G., Serra G., Tani A. 2007. Continuous PWM Techniques for Sinusoidal Voltage Generation with Seven-Phase Voltage Source Inverters, *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*: 47–52. DOI: 10.1109/PESC.2007.4341959.
- Duran M. J., Barrero F. J., Toral S. L., Levi E. 2007. Multi-dimensional space vector pulse width modulation scheme for five-phase series-connected two-motor drives, *Proceedings of IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2007*. DOI: 10.1109/IEMDC.2007.383602.
- Duran, Mario J., Levi, Emil 2006. Multi-Dimensional Approach to Multi-Phase Space Vector Pulse Width Modulation, *IEEE 32nd annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON*. Paris, France.
- Ferreira C. L., Bucknall R. W. G. 2004. Modelling and Real-Time Simulation of an Advanced Marine Full-Electrical Propulsion System, *Power Electronics, Machines and Drives, 2004. (PEMD 2004)*. 2: 574–579.
- Gataric S. 2000. A polyphase cartesian vector approach to control of polyphase AC machines, *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual*

Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129) 3. DOI: 10.1109/IAS.2000.882102.

Grandi G., Gritli Y., Filippetti F., Rossi C. 2011. Fault-tolerant operating analysis of a quad-inverter multiphase multilevel AC motor drive, *8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*. IEEE. DOI: 10.1109/DEMPED.2011.6063612.

Grandi G., Sanjeevikumar P., Casadei D. 2011. Preliminary Hardware Implementation of a Six-phase Quad-inverter Induction Motor Drive, *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, Birmingham: Ieee.

Grandi G., Sanjeevikumar P., Gritli Y., Filippetti F. 2012. Fault-tolerant control strategies for quad inverter induction motor drives with one failed inverter, *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, Marseille: Ieee. DOI: 10.1109/ICEIMach.2012.6349992.

Grandi G., Sanjeevikumar P., Ostojic D., Rossi C. 2010. Quad-inverter configuration for multi-phase multi-level AC motor drives, *2010 IEEE Region 8 International Conference on Computational Technologies in Electrical and Electronics Engineering (SIBIRCON)*, Listvyanka: IEEE. DOI: 10.1109/SIBIRCON.2010.5555366.

Grandi G., Serra G., AngeloTani 2007. Space Vector Modulation of a Nine-Phase Voltage Source Inverter, *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. IEEE. DOI: 10.1109/ISIE.2007.4374636.

Grandi G., Serra G., Tani A. 2006. General Analysis of Multi-Phase Systems Based on Space Vector Approach, *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference.*, Portoroz, Slovenia: IEEE. DOI: 10.1109/EPEPEMC.2006.4778503.

Grandi G., Serra G., Tani A. 2006. Space vector modulation of a seven-phase voltage source inverter *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006*, Taormina, Italy: IEEE. DOI: 10.1109/SPEEDAM.2006.1649941.

Huangsheng Xu, Toliyat H. A., Petersen L. J. 2001. Rotor field oriented control of five-phase induction motor with the combined fundamental and third harmonic currents, *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.01CH37181)*. IEEE. DOI: 10.1109/APEC.2001.911677.

Iqbal A., Levi E. 2005. Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*. DOI: 10.1109/epe.2005.219194.

Iqbal A., Levi E. 2006a. Space Vector PWM for a Five-Phase VSI Supplying Two Five-Phase Series-Connected Machines, *2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference.*, Portoroz, Slovenia: IEEE. DOI: 10.1109/EPEPEMC.2006.283434.

Iqbal A., Levi E. 2006b. Space Vector PWM Techniques for Sinusoidal Output Voltage Generation with a Five-Phase Voltage Source Inverter, *Electric Power Components and Systems* 34(2): 119–140. DOI: 10.1080/15325000500244427.

Iqbal A., Levi E., Jones M., Vukosavic S.N. 2006. A PWM Scheme for a Five-Phase VSI Supplying a Five-Phase Two-Motor Drive, *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics.*, Paris: IEEE. DOI: 10.1109/IECON.2006.347591.

Iqbal A., Levi E., Jones M., Vukosavic S.N. 2006. Generalised Sinusoidal PWM with Harmonic Injection for Multi-Phase VSIs, *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference.*, Jeju: IEEE. DOI: 10.1109/PESC.2006.1712206.

Iqbal A., Moinuddin S. 2009. Comprehensive Relationship Between Carrier-Based PWM and Space Vector PWM in a Five-Phase VSI, *IEEE Transactions on Power Electronics* 24(10): 2379–2390. DOI: 10.1109/TPEL.2009.2029051.

- Iqbal A., Vukosavic S., Levi E., Jones M., Toliyat H. A. 2005. Dynamics of a series-connected two-motor five-phase drive system with a single-inverter supply, *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference*, 2005. 2: 1081–1088. DOI: 10.1109/IAS.2005.1518491.
- Jacobina C. B., Freitas I. S., Oliveira T. M., da Silva E. R. C., Lima A. M. N. 2004. Fault tolerant control of five-phase AC motor drive, *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)*. IEEE. DOI: 10.1109/PESC.2004.1355091.
- Jones M., Levi E., Vukosavic S. N. 2006. Independent Control of Two Five-Phase Induction Machines Connected in Parallel to a Single Inverter Supply, *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. IEEE. DOI: 10.1109/IECON.2006.348152.
- Jones M., Patkar F., Levi E. 2013. Carrier-based pulse-width modulation techniques for asymmetrical six-phase open-end winding drives, *IET Electric Power Applications* 7(6): 441–452. DOI: 10.1049/iet-epa.2012.0372.
- Jones M., Vukosavic S.N., Levi E. 2009. Parallel-Connected Multiphase Multidrive Systems With Single Inverter Supply, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56(6): 2047–2057. DOI: 10.1109/TIE.2009.2017219.
- Karugaba S., Ojo O. 2012. A carrier-based PWM modulation technique for balanced and unbalanced reference voltages in multiphase voltage-source inverters, *IEEE Transactions on Industry Applications* 48(6): 2102–2109. DOI: 10.1109/TIA.2012.2226421.
- Kelly J. W., Strangas E. G., Miller J. M. 2003. Multiphase space vector pulse width modulation, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 18(2): 259–264. DOI: 10.1109/TEC.2003.811725.
- Khan M. A., Ahmed S. K. M., Iqbal A., Rub H. A., Moinoddin S. K. 2009. Discontinuous space vector PWM strategies for a seven-phase voltage source inverter, *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. IEEE. DOI: 10.1109/IECON.2009.5414955.
- Klingshirn E.A. 1983a. High Phase Order Induction Motors - Part I-Description and Theoretical Considerations, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-102(1): 47–53. DOI: 10.1109/TPAS.1983.317996.
- Klingshirn E.A. 1983b. High Phase Order Induction Motors - Part II-Experimental Results, *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems* PAS-102(1): 0–5. DOI: 10.1109/TPAS.1983.317997.
- Kundrotas B., Lisauskas S., Rinkeviciene R. 2011. Model of multiphase induction motor, *Elektronika ir Elektrotechnika* 5(5): 111–114. DOI: 10.5755/j01.eee.111.5.369.
- Kundrotas B., Petrovas A., Rinkeviciene R., Smilgevicius A. 2014. Research of Six-Phase Induction Motor Windings, *Electronics and Electrical Engineering* 20(1): 20–23. DOI: 10.5755/j01.eee.20.1.2237.
- Levi E. 2015. Advances in Converter Control and Innovative Exploitation of Additional Degrees of Freedom for Multiphase Machines, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*: 1–5. DOI: 10.1109/TIE.2015.2434999.
- Levi E. 2008. Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55(5): 1893–1909. DOI: 10.1109/TIE.2008.918488.
- Levi E., Bodo N., Dordevic O., Jones M. 2013. Recent Advances in Power Electronic Converter Control for Multiphase Drive Systems, *Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD), 2013 IEEE Workshop on*.
- Levi E., Bojoi R., Profumo F., Toliyat H. A., Williamson S. 2007. Multiphase induction motor drives – a technology status review, *IET Electric Power Applications* 1(4): 489. DOI: 10.1049/iet-epa:20060342.

- Levi E., Dujic D., Jones M., Grandi G. 2008. Analytical determination of DC-bus utilization limits in multiphase VSI supplied AC drives, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 23(2): 433–443. DOI: 10.1109/TEC.2008.921557.
- Levi E., Iqbal A., Moinoddin S., Moin Ahmed S., Abu-Rub H., Dordevic O. 2015. Space vector pulse-width modulation technique for an eleven-phase voltage source inverter with sinusoidal output voltage generation, *IET Power Electronics* 8(6): 1000–1008. DOI: 10.1049/iet-pel.2014.0327.
- Levi E., Jones M., Satiawan W. 2010. A Multiphase Dual-Inverter Supplied Drive Structure for Electric and Hybrid Electric Vehicles *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2010 IEEE*.
- Levi E., Jones M., Vukosavic S. N. 2003. Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings, *IEE Proceedings - Electric Power Applications* 150(5): 580–590. DOI: 10.1049/ip-epa:20030424.
- Levi E., Jones M., Vukosavic S. N., Toliyat H. A. 2004a. A Novel Concept of a Multiphase , Multimotor Vector Controlled Drive System Supplied From a Single Voltage Source Inverter, *IEEE Transactions on Power Electronics* 19(2): 320–335.
- Levi E., Jones M., Vukosavic S. N., Toliyat H. A. 2004b. Operating Principles of a Novel Multiphase Multimotor Vector-Controlled Drive, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 19(3): 508–517.
- Lewis C. 2002. The Advanced Induction Motor, *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, 1: 250–253. DOI: 10.1109/PSS.2002.1043227.
- Lisauskas S., Rinkevičienė R. 2010. Model of Ventilation System Drive with Fuzzy Controller, *Elektronika ir Elektrotechnika* 106(10): 13–16.
- Liu D., Yang J., Huang J., Jiang H., Kang M. 2008. Realization of a SPWM inverter for multiphase induction motor drives *Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Wuhan: IEEE.
- Marouani K., Baghli L., Hadiouche D., Kheloui A., Rezzoug A. 2008. A New PWM Strategy Based on a 24-Sector Vector Space Decomposition for a Six-Phase VSI-Fed Dual Stator Induction Motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 55(5): 1910–1920. DOI: 10.1109/TIE.2008.918486.
- Mohapatra K. K., Gopakumar K., Somasekhar V. T., Umanand L. 2002. A novel modulation scheme for a six phase induction motor with open-end windings, *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*. IEEE. DOI: 10.1109/IECON.2002.1187612.
- Moinoddin S., Abu-Rub H., Iqbal A., Alammari R. 2015. Modelling and implementation of SVPWM technique for a fifteen-phase voltage source inverter for sinusoidal output waveform, *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE. DOI: 10.1109/ICIT.2015.7125240.
- Nanoty A., Chudasama a. R. 2011. Design and control of multiphase induction motor, *2011 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2011*. DOI: 10.1109/IEMDC.2011.5994619.
- Nanoty A.S., Chudasama a R. 2011. Design of multiphase induction motor for electric ship propulsion, *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*. IEEE. DOI: 10.1109/ESTS.2011.5770882.
- Nemec C., Lehmann O., Heintze M., Roth-Stielow J. 2013. Optimal inductor setup for a power-hardware-in-the-loop machine emulator, *Proceedings of the International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. DOI: 10.1109/PEDS.2013.6527045.

- Parsa L. 2005. On advantages of multi-phase machines, *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005*. IEEE. DOI: 10.1109/IECON.2005.1569139.
- Prieto J., Jones M., Barrero F., Levi E., Toral S. 2011. Comparative Analysis of Discontinuous and Continuous PWM Techniques in VSI-Fed Five-Phase Induction Motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 58(12): 5324–5335. DOI: 10.1109/TIE.2011.2126540.
- Quang N. P., Dittrich J. A. 2008. *Vector Control of Three-Phase AC Machines*, Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg. DOI: 10.1007/978-3-540-79029-7.
- Rajendran R., Devarajan D. N. 2010. Analysis and FPGA Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors, *International Journal of Computer Applications* 2(6): 46–51. DOI: 10.5120/754-997.
- Razik H. 2011. *Handbook of Asynchronous Machines with Variable Speed*. Wiley.
- Renukadevi G., Rajambal K. 2012. Comparison of Different PWM Schemes for n - Phase VSI *IEEE - International Conference On Advances In Engineering, Science and Management (ICAESM-2012)*.
- Renukadevi G., Rajambal K. 2013. Novel PWM Technique for nth Harmonic Injection for N-phase VSIs *International Conference on Computation of Power, Energy Information and Communication (ICCPEIC)*.
- Ryu H. M., Kim J. H., Sul S. K. 2005. Analysis of multiphase space vector pulse-width modulation based on multiple d-q spaces concept, *IEEE Transactions on Power Electronics* 20(6): 1364–1371. DOI: 10.1109/TPEL.2005.857551.
- Sandulescu P., Idkhajine L., Cense S., Colas F., Kestelyn X., Semail E., Bruyere A. 2011. FPGA implementation of a general Space Vector approach on a 6-leg voltage source inverter *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE. DOI: 10.1109/IECON.2011.6119872.
- Scuiller F., Charpentier J. F., Semail E. 2010. Multi-star multi-phase winding for a high power naval propulsion machine with low ripple torques and high fault tolerant ability, *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. IEEE. DOI: 10.1109/VPPC.2010.5729185.
- Semail E., Locment F., Ensam L. E. P., Xiv B. L. 2007. Fault Tolerant Multiphase Electrical Drives: the Impact of Design, *Reliability in Electromagnetic Systems, IET Colloquium*.
- Seung-Ki S. 2011. *Control of Electric Machine Drive Systems*. Wiley-IEEE Press.
- Shan Xue, Xuhui Wen. 2005. Simulation Analysis of a Novel Multiphase SVPWM Strategy *2005 International Conference on Power Electronics and Drives Systems*. IEEE. DOI: 10.1109/PEDS.2005.1619786.
- Skvarenina T.L. 2001. *The Power Electronics Handbook*. CRC press.
- Tani A., Mengoni M., Zarri L., Serra G., Casadei D. 2012. Control of Multiphase Induction Motors With an Odd Number of Phases Under Open-Circuit Phase Faults, *IEEE Transactions on Power Electronics* 27(2): 565–577. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2140334.
- Toliat H. A., Shi R., Xu H. X. H. 2000. A DSP-based vector control of five-phase synchronous reluctance motor, *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, Rome, Italy. DOI: 10.1109/IAS.2000.882118.
- Toliat, H. A., Xu H. 2000. DSP-based direct torque control (DTC) for five-phase induction machines, *Proc. Int. Power electronics Conf. IPEC*, Tokyo, Japan.

- Vasanthi V., Ashok S. 2014. Investigations on regenerated energy during braking in electric traction system 2014 *IEEE Conference and Expo Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. IEEE. DOI: 10.1109/ITEC-AP.2014.6941229.
- Venter P., Jimoh A. A., Munda J. L. 2012. Realization of a „3 & 6 Phase“ Induction Machine, *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on.*, Marseille: IEEE.
- Wan Abdul Munim W. N., Ismail M. F., Abidin A. F., Che Mat Haris H. 2013. Switching technique comparison for multi-phase inverters 2013 *IEEE 7th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO)*. IEEE. DOI: 10.1109/PEOCO.2013.6564534.
- Wang T., Fang F., Wu X., Jiang X. 2013. Novel Filter for Stator Harmonic Currents Reduction in Six-Step Converter Fed Multiphase Induction Motor Drives, *IEEE Transactions on Power Electronics* 28(1): 498–506. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2199518.
- Ward E. E., Härer H. 1969. Preliminary investigation of an inverter-fed 5-phase induction motor, *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers* 116(6): 980. DOI: 10.1049/piee.1969.0182.
- White D.C., Woodson H.H. 1968. *Electromechanical energy conversion*, New York: JOHN WILEY & SONS.
- Williamson S., Smith S., Hodge C., Marine R. N. 2004. Fault tolerance in multiphase propulsion motors, *Journal of Marine Engineering and Technology* 4: 3–7.
- Xue S., Wen X. 2005. Simulation Analysis of Two Novel Multiphase SVPWM Strategies, *Industrial Technology ICIT 2005. IEEE International Conference*.
- Zhao L., Wang Q., Li G., Chen Q., Hu C. 2014. Analyze and compare the efficiency of two-level and three-level inverter in SVPWM 2014 *9th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*. IEEE. DOI: 10.1109/ICIEA.2014.6931488.
- Zhao Y., Lipo T. A. 1996. Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance, *IEEE Transactions on Energy Conversion* 11(3): 570–577. DOI: 10.1109/60.537009.
- Zhao Y.Z.Y., Lipo T. a. 1995. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition, *IEEE Transactions on Industry Applications* 31(5): 1100–1109. DOI: 10.1109/28.464525.

Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema sąrašas

Straipsniai recenzuojamuose mokslo žurnaluose

Lipinskis, T., Zlosnikas, V. 2015. Erdvinių vektorių perjungimo tvarkos įtaka komutavimo triukšmams dažnio keitiklio išėjimo įtampoje, *Mokslas – Lietuvos ateitis: elektronika ir elektrotechnika* 7(3): 357–360. ISSN 2029-2341. (ICONDA, Gale, ProQuest, EBSCO-host, IndexCopernicus).

Lipinskis, T., Baskys, A., Bleizgys, V., Platakis, A. 2014. True Six- Phase Space Vector Modulation Scheme with Reduced Low Order Harmonics, *Electronics and Electrical Engineering* 9(20): 46–49. ISSN 1392-1215. (Thomson Reuters Web of Science).

Lipinskis, T. 2014. Asimetrinis erdvinio vektoriaus moduliavimo metodas šešių fazių įtampai formuoti, *Mokslas – Lietuvos ateitis: elektronika ir elektrotechnika* 6(2): 168–171. ISSN 2029-2341. (ICONDA, Gale, ProQuest, EBSCO-host, IndexCopernicus).

Lipinskis, T.; Baškys, A.; Rutkauskas, A. 2013. Six-phase voltage forming method using the largest magnitude space vectors, *Electronics and electrical engineering* 19(10): 99–102. ISSN 1392-1215. (Thomson Reuters Web of Science).

Lipinskis, T. 2013. Daugiafazių dažnio keitiklių įtampos formavimo metodų analizė, *Mokslas – Lietuvos ateitis: elektronika ir elektrotechnika* 5(2): 119–123. ISSN 2029-2341. (ICONDA, Gale, ProQuest, EBSCO-host, IndexCopernicus).

Baskys, A.; Bleizgys, V.; Lipinskis, T. 2011. An analysis of the inverter overvoltage generated by the motor, *Electrical review* 87(5): 275–278. ISSN 0033-2097. (Thomson Reuters Web of Science).

Summary in English

Introduction

The investigated problem

Frequency converters that convert the standart one or three phase electric net voltage to variable frequency and amplitude voltage are widely used for speed and torque control of AC induction motors. Voltage forming methods applied in frequency converters for three-phase AC induction motors have been extensively investigated and used in the industry, however little research has been done on the topic of multiphase (more than three phases) voltage forming methods for multiphase motor control despite their topicality.

Voltage forming problem for a six phase frequency converter is investigated in dissertation. Obtained results are used in development of a six phase frequency converter.

Importance of the thesis

Multiphase AC induction motors have many advantages compared to their three phase counterparts, which include:

- Better reliability due to ability to operate with one or more faulty phases;
- Lower torque pulsations and smoother start-up;
- Lower power required per phase;

- Lower acoustic noise.

Six phase AC induction motors with symmetrically spaced stator windings connected in star topology are perspective candidates for mass-manufacturing. A three phase motor's stator can be used for production of six phase motor, because stator's slots for windings are spaced geometrically correct for six phase application. Furthermore, power transistor modules used in frequency converters are manufactured for three phases, so a six phase converter could use two of these modules without any unused power transistor pairs.

Asynchronous six-phase drives are not widely researched, therefore, the work dedicated to development and analysis of six-phase voltage forming methods for six-phase frequency converters is relevant and important.

The object of research

The object of research in this thesis is voltage forming methods based on space vector modulation principle for six-phase frequency converters used for AC induction motor speed control.

Goal of the thesis

Goal of the thesis is to develop voltage forming methods based on space vector modulation for a six phase frequency converter, and verify them by means of simulation and experimental testing.

Tasks of the thesis

To achieve the goal of the thesis, following tasks have to be completed:

1. Develop voltage forming methods based on space vector modulation principle and investigate them by means of simulation.
2. Develop an experimental prototype of a six phase frequency converter and investigate the developed voltage forming methods experimentally.
3. Perform experimental investigation of speed and torque transients on a six phase frequency drive based on the developed six phase frequency converter.
4. Determine the dependencies of ratio amplitude/frequency on frequency, which correspond to minimal consumed power of six-phase AC induction motor drive.

Research methodology

Throughout the work, simulation and experimental investigation is used to solve the tasks. Simulations are performed in Matlab Simulink. Experimental investigation is performed using special testbench, which consists of an experimental six phase frequency converter, experimental six phase asynchronous AC induction motor, DC voltage generator acting as a mechanical load of the motor, torque and rotation speed sensors.

Importance of scientific novelty

Dissertation provides following novelty in the field of electrical and electronics engineering:

1. A vector diagram of a six phase frequency converter, loaded with a symmetrical, star topology connected load, with a single neutral point was obtained.
2. Two new voltage forming methods based on space vector modulation principle for a six phase AC induction motor were developed.

Practical significance of achieved results

The results of this work were used in the development of a six-phase frequency converter for AC induction motor speed control, which is a part of National Complex Programme “Mechatronics” project „Microsensors, Microactuators and Controllers for Mechatronic Systems” (Go-Smart), No. VP1-3.1-ŠMM-08-K-01-015, activity 1.1.3 Miniaturization of Asynchronous Controllers.

The defended statements

1. Six phase voltage formed using medium space vector modulation method does not include third harmonic.
2. The maximum achievable output voltage amplitude of six-phase voltage formed using medium space vector modulation method for symmetrical star topology connected load with single isolated neutral point is equal to half of the inverter DC supply voltage.
3. In the situation when voltage is formed using medium space vector modulation method, windings of two phases of 0.75 kW six phase motor are broken and motor load is varied from 4 to 7 Nm, the rotor slip varies from 4% to 9.3%, the torque pulsations do not exceed 1 Nm.

Approval of the results

Six articles are published on the subject of dissertation: three in scientific journals included in Thomson Reuters Web of Science database (Lipinskis et al. 2014; Lipinskis, Baskys, Rutkauskas 2013; Baskys, Bleizgys, Lipinskis 2011); three in scientific journals listed in other international databases (Lipinskis 2013; Lipinskis 2014; Lipinskis, Zlosnikas 2015).

Dissertation research results have been presented in seven scientific international and national conferences.

The structure of dissertation

Dissertation consists of introduction, three chapters, general conclusions, summary in English and 2 annexes. The total scope of dissertation – 121 pages, 34 indexed equations, 59 pictures, 7 tables, and 110 references have been used.

1. Review of multiphase frequency converters and their voltage forming methods

Multiphase drive based on frequency converter is composed of two main parts: multiphase frequency converter and multiphase AC induction motor. The main components of multiphase frequency converter usually are bridge rectifier, DC capacitor bank and in-

verter. The main purpose of frequency converter is to supply AC voltage of the desired amplitude and frequency to the connected motor. Various connection topologies can be used to connect multiphase frequency converters to AC induction motors, including one motor – multiple converters, one converter – multiple motors and the most common one motor – one converter. This dissertation discusses voltage forming methods for one motor – one converter topology when the motor's windings are connected in a star topology with single isolated neutral.

Voltage forming methods for such converters can be divided into two main groups: carrier based pulse width modulation and space vector pulse width modulation. Voltage output of the inverter, when these methods are used, is pulsed. The first low frequency harmonic of the output voltage has the largest amplitude and it determines the speed of the motor. Higher order harmonics i.e. 3, 5,... have a negative impact if a motor's windings are distributed sinusoidally, usually creating a reverse torque thus causing significant power losses in the frequency drive. High frequency harmonics, which appear due to the high frequency transistor switching has practically no effect for motor's rotation.

In carrier based methods, logic control signals for frequency converter's inverter are obtained by comparing sinusoidal reference signals with a triangle signal. For n phases n different reference sinusoidal signals with phase shift of $2\pi / n$ between them are generated. This makes the implementation of carrier based methods much easier compared to space vector based methods, since there is no need to obtain vector diagrams, identify correct vectors to form output voltage, determine sector numbers and create switching tables.

To achieve a better DC bus utilization in carrier bases methods, harmonic of order n injection into reference signals is used. The n^{th} harmonic is injected into reference signals with a 180 phase difference. Harmonic signal amplitude is calculated with S1.

$$M_n = -M_1 \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right) / n, \quad (\text{S1})$$

where M_n is n^{th} order harmonic modulation index.

Carrier based methods cannot be used to control motors magnetic field directly, and are used for scalar motor control. Furthermore, if motor's windings are of concentrated type, there may be a need for low order harmonic injection to enhance motor's torque, but it is inconvenient to control injected harmonic's parameters using carrier based methods.

In a three phase system with symmetrical star topology load with a single isolated neutral, the voltage is formed using space vectors that are located in one two dimensional plane. When the phase number $n > 3$ (when n is odd) the number of planes in which vectors are located equals to $(n - 1) / 2$. When phase number is even, the number of planes is $(n - 2) / 2$. When multiple space vector planes are present, the reference vector generated in the first plane (the main plane), determines the inverter's output voltage amplitude and frequency. Other planes are responsible for generating low order harmonics in the output voltage, therefore if the inverter is used to control a motor with sinusoidally distributed stator windings, the reference vector length in all other planes should be zero, as the inverter's voltage should be sinusoidal without any low order harmonics.

The number of possible inverter switch combinations is expressed as 2^n . For example, in three phase system, the number of possible switch combinations is $2^3 = 8$. In a six phase system, the number of combinations increases to $2^6 = 64$; furthermore the vectors are mapped into two two-dimensional planes instead of one as in three-phase case. For multiphase systems with an odd phase number, some generalised methods exist of selecting the correct space vectors from space vector planes, however these methods usually have some drawbacks since the task of forming output voltage is usually specific to the number of phases and load topology, so major generalisation is impossible. There are no generalised voltage forming methods based on space vector principle for even phase number systems, and the task of forming output voltage is unique for each phase number and load topology.

Six phase frequency drives may be a good choice for applications where multiphase advantages are needed, since the transition from three to six phase system is fairly simple; three-phase stators can be used to wind six phase windings because winding slot spacing is geometrically correct for a six phase motor. The power transistor modules usually contain three pairs of transistors, since they are manufactured for three phase inverters, so two modules can be used without leaving any unused transistor pairs.

2. Research and development of six phase voltage forming methods

Six phase two level inverter with a star topology single isolated neutral load (Fig. S1) has $2^6 = 64$ possible switch combinations, which correspond to different space vectors.

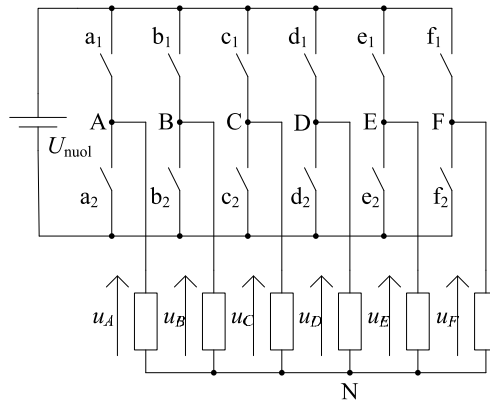


Fig. S1. Simplified schematic of motor connection to inverter

The instantaneous load voltages u_A, u_B, \dots, u_F can be determined for each phase. By applying Clarke's transformation to each set of voltages for all of 64 possible inverter switch combinations, the vector diagram for a six phase inverter is obtained (Fig. S2).

The vector diagram consists of two orthogonal two-dimensional planes, into which space vectors are mapped. As it is seen in Figure S2, the same vectors have different magnitudes and angles in different planes, for example, vector no. 36 from the main d_1 - q_1 plane (Fig. S2, a) has zero magnitude in d_2 - q_2 plane (Fig. S2, b). The only exception is

two zero vectors no. 1 (inverter switch combination 111111) and no. 64 (000000) which both have zero magnitude in both planes.

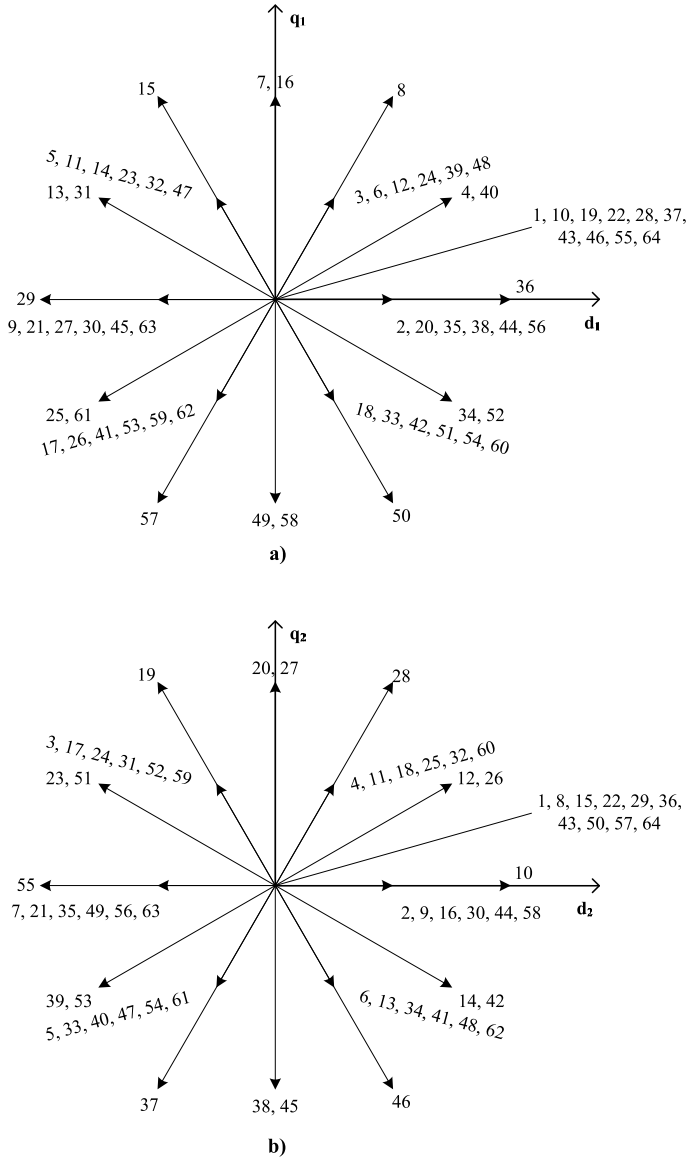


Fig. S2. Space vector diagram of a six phase inverter connected to a symmetrical star topology load with one isolated neutral: a) d_1 - q_1 plane; b) d_2 - q_2 plane

The inverters output voltage is formed by modulating two adjacent sector's vectors \vec{v}_a and \vec{v}_b (Fig. S4) and two zero vectors to form an output voltage reference vector \vec{v}_s , which spins counter-clockwise at an angular speed ω . Angular speed ω determines output voltage frequency, and vector length determines the amplitude. This output voltage vector is sampled at a frequency $f_s = 1 / T_s$. The sector no. is determined by the required angle of the output vector.

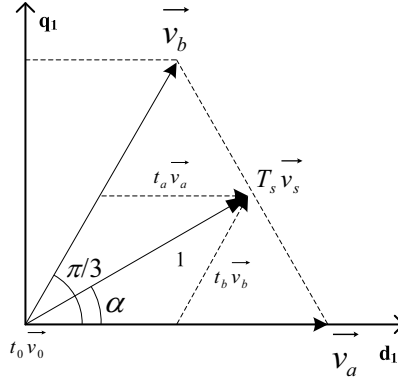


Fig. S4. Formation of the reference vector in the first sector of the vector diagram

Duty cycles of vectors \vec{v}_a and \vec{v}_b are determined by solving a two equation system, which is made by applying the volt-second rule to d and q axes of the space vector diagram of the main plane. The duty cycle times for vectors v_a and v_b are calculated using (S3) and (S4) respectively.

$$t_a = \frac{|\vec{v}_s| \sin(k\pi/3 - \alpha)}{|\vec{v}_a| \sin(\pi/3)} T_s \quad (S3)$$

$$t_b = \frac{|\vec{v}_s| \sin(\alpha - (k-1)\pi/3)}{|\vec{v}_b| \sin(\pi/3)} T_s \quad (S4)$$

Zero vectors duty time is calculated using (S5) split among the two zero vectors no. 1 and no. 64 equally.

$$t_0 = T_s - t_a - t_b \quad (S5)$$

Switching table for the developed large vector SVPWM is created, which determines the switching order of vectors as seen in Table S1.

Visualization of medium magnitude ($0.577U_{dc}$) vectors shows, that the space vector diagram (Fig. S5, a) can be divided into six symmetrical sectors, as it was the case with

the largest vectors. However now there are some redundancies, as there are two vectors of the same length and angle which overlap at the sectors' borders. This feature adds an additional degree of freedom when choosing the vectors to modulate. In addition, all medium vectors also have a magnitude of $0.333U_{dc}$ in secondary plane (Fig S5, b), which means that secondary plane has to be taken into account when forming the output voltage.

Table S1. Switching table when the largest magnitude vectors are used

Sector	$t_0/2$	t_a	t_b	$t_0/2$
1	000000	110001	111000	111111
2	000000	111000	011100	111111
3	000000	011100	001110	111111
4	000000	001110	000111	111111
5	000000	000111	100011	111111
6	000000	100011	110001	111111

Output reference vector can be formed in both planes, however forming of the reference vector in secondary plane will lead to unwanted low order harmonics being generated in the output voltage.

The maximum magnitude of the output reference vectors \vec{v}_s and \vec{v}_{s2} , which can be formed in the main and secondary planes are calculated with (S6) and (S7) respectively.

$$\left| \vec{v}_{s \max} \right| = 0,577U_{\text{nuol}} \cos(\pi / 6) \approx 0,5U_{\text{nuol}} \quad (\text{S6})$$

$$\left| \vec{v}_{s2 \max} \right| = 0,333U_{\text{nuol}} \cos(\pi / 6) = 0,288U_{\text{nuol}} \quad (\text{S7})$$

The reference vector can be formed by using two adjacent vectors of a sector, however this will lead to unwanted output voltage distortions because a reference vector in secondary plane will be generated inevitably.

To solve this problem, a special feature of medium vectors was exploited. Medium vectors that have the same magnitude and angle in the main plane, have the same magnitude, but an opposite (different by 180 degrees) angle (Fig. S6). The output voltage vector is formed using two composite vectors \vec{v}_{a12} and \vec{v}_{b12} . These composite vectors are constructed by adding two overlaying medium space vectors with the same magnitude and angle, multiplied by scalar 0.5 as given in (S8) and (S9).

$$\vec{v}_{a12} = 0.5\vec{v}_{a1} + 0.5\vec{v}_{a2} \quad (\text{S8})$$

$$\vec{v}_{b12} = 0.5\vec{v}_{b1} + 0.5\vec{v}_{b2} \quad (\text{S9})$$

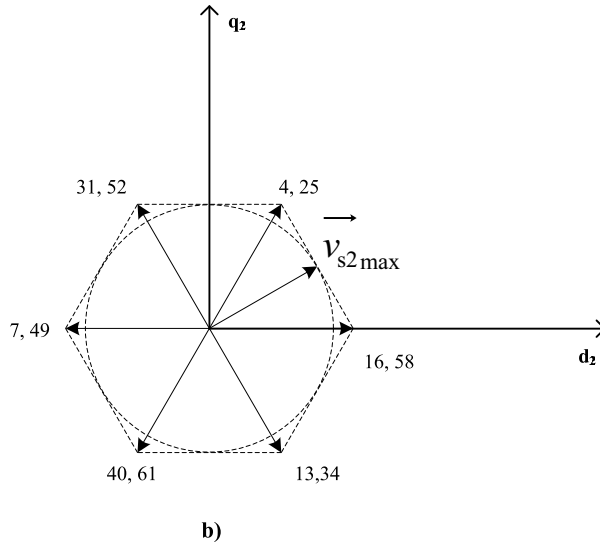
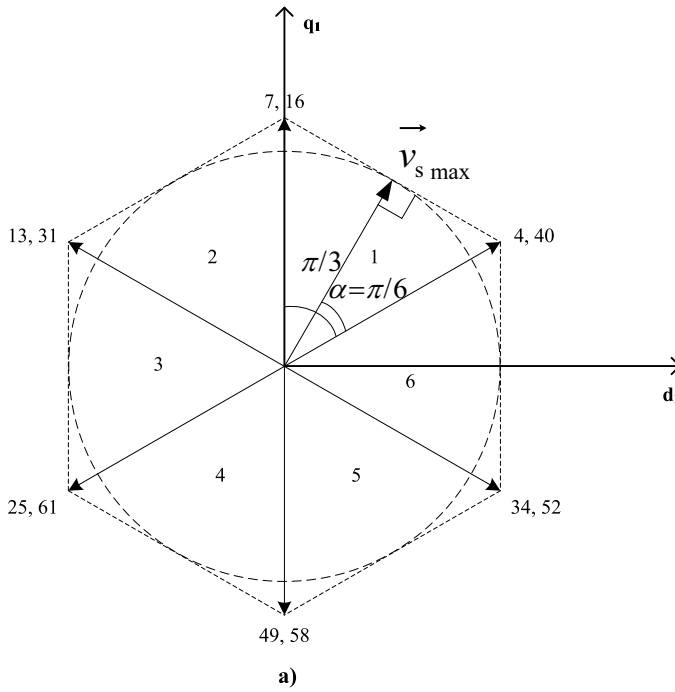


Fig. S5. Space vector diagram of a six phase system, only medium vectors are visualised

In the main plane vector \vec{v}_{a12} has the same magnitude and angle as the overlaying space vectors it is constructed from, however in the secondary plane, since the direction of the added vectors \vec{v}_{a1} and \vec{v}_{a2} is opposite, the resulting composite vector's \vec{v}_{a12} magnitude is zero. Composite vector \vec{v}_{b12} is constructed in the same way. When the output voltage vector is modulated with composite vectors \vec{v}_{a12} and \vec{v}_{b12} , the magnitude of the output voltage reference vector \vec{v}_{s2} in d_2 - q_2 plane is zero, and no unwanted low order harmonics are generated.

Since composite space vectors were introduced, the duty times of these vectors are calculated using the following expressions:

$$t_a = \frac{|\vec{v}_s| \sin(k\pi/3 - \alpha)}{|\vec{v}_{a12}| \sin(\pi/3)} T_s \quad (S10)$$

$$t_b = \frac{|\vec{v}_s| \sin(\alpha - (k-1)\pi/3)}{|\vec{v}_{b12}| \sin(\pi/3)} T_s \quad (S11)$$

And since the composite vectors are composed from two overlaying space vectors, the calculated duty time is shared between them:

$$t_a |\vec{v}_{a12}| = 0.5t_a |\vec{v}_{a1}| + 0.5t_a |\vec{v}_{a2}| \quad (S12)$$

$$t_b |\vec{v}_{b12}| = 0.5t_b |\vec{v}_{b1}| + 0.5t_b |\vec{v}_{b2}| \quad (S13)$$

The vector switching order for medium vector SVPWM is shown in Table 2. Vectors in given table were specially aligned to equalize the switch count per period for each transistor pair of the inverter, thus minimizing the spread of the switching noise.

Table S2. Switching table for medium vector SVPWM, when transistor switch count per period is equalised

Sector	$t_0/4$	$t_a/2$	$t_i/2$	$t_0/2$	$t_b/2$	$t_b/2$	$t_0/4$
1	000000	110000	111001	111111	111100	011000	000000
2	000000	011000	111100	111111	011110	001100	000000
3	000000	001100	011110	111111	001111	000110	000000
4	000000	000110	001111	111111	100111	000011	000000
5	000000	000011	100111	111111	110011	100001	000000
6	000000	100001	110011	111111	111001	110000	000000

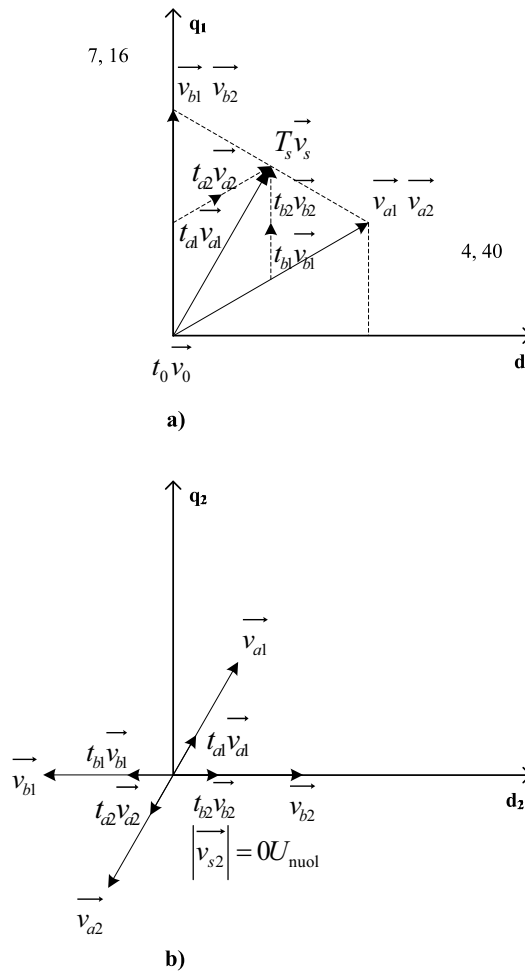


Fig. S6. Output voltage reference vector forming using four medium vectors: a) d_1 - q_1 plane; b) d_2 - q_2 plane

The developed voltage forming methods that use large and medium vectors were investigated by simulations of frequency converter's operation in Matlab Simulink. A mathematical model of six phase inverter was created in Simulink, which implements both voltage forming methods. Inverters load was modelled using two different circuits. The RL load was used to simulate the inductance similar of the motor connected to the inverter. The second type of load was resistive, with and RC output filter. This load was used to monitor the waveform and analyse the spectrum of the inverters output voltage. The resulting voltage and current waveforms and respective spectrums are given in Figures S7 and S8.

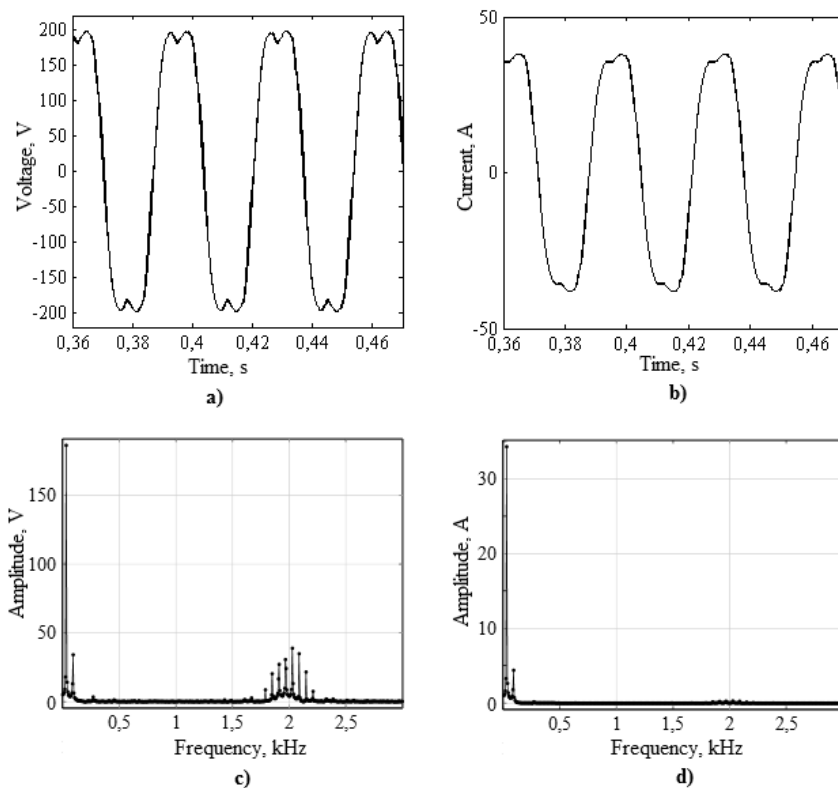


Fig. S7. Phase A curves, when voltage is formed using only large magnitude space vectors:
a) voltage, when inverter is loaded with R load, filtered with RC filter; b) current, when RL load is connected; c) unfiltered voltage spectrum; d) current spectrum

As it can be seen from the filtered output voltage waveform given in Figure S7a, the voltage formed when using large space vectors contains third harmonic. Also some high frequency ripples caused by high frequency transistor switching can be seen passing through the RC filter. This data is confirmed by analysing the unfiltered voltage spectrum (Fig. S7 c), where it is clearly seen that main 30 Hz harmonic has the largest amplitude, the third harmonic's, at 90Hz, amplitude is about 15% of the first harmonic amplitude, also switching harmonics are observed at near-switching frequency of 2 kHz.

The analysis of the data (Fig. S8) obtained using medium space vector PWM shows, that there is no third harmonic present in the output voltage.

3. Experimental research of six phase space vector modulation voltage forming methods

An experimental six phase frequency converter prototype was built for testing. Prototype was made from two three-phase inverters with DC busses connected in parallel. DC

power for the inverter was supplied from an external variable voltage DC power source. Inverter's gating signals were generated in Matlab Simulink environment and outputted to the inverter via NI PCI-6024E data input/output card.

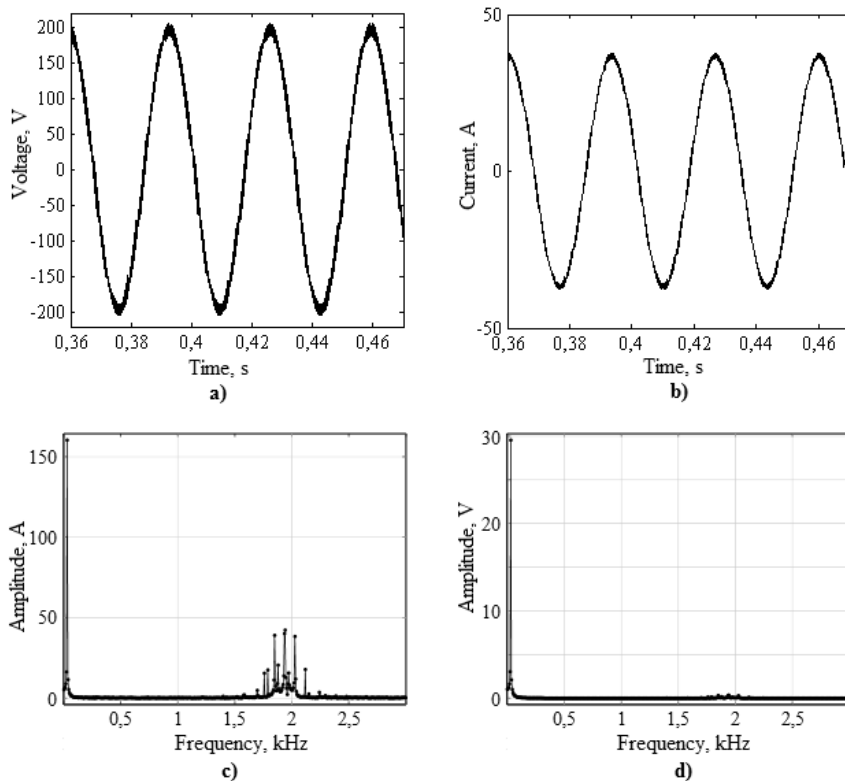


Fig. S8. Phase A curves, when voltage is formed using medium magnitude space vectors: a) voltage, when inverter is loaded with R load, filtered with RC filter; b) current, when RL load is connected; c) unfiltered voltage spectrum; d) current spectrum

To verify the simulation results, a resistive load with an RC filter was connected to inverter's output. Load parameters were the same as used in simulations described in previous chapter. Experimental testing of the resistive load confirmed, that while using large space vector PWM method, besides the main harmonic, third harmonic was present. Experiments also confirmed, that when medium space vector PWM is used, the third harmonic is eliminated, and DC bus utilization is close to $0.5U_{dc}$, therefore verifying the simulation results.

After confirming that medium space vector PWM is suitable for motor driving, experimental testing was performed with an experimental six phase motor with phase windings displaced symmetrically every 60 degrees. This winding placement enables the motor to fully function also as a three phase motor, when the windings are connected in

the correct topology. First experiments were conducted to determine the amplitude of output voltage, for situation when the voltage frequency and motor load is constant, which corresponds to the minimum power used by the frequency drive.

The minimal power of the frequency drive was determined by gradually increasing inverter's DC voltage, which is proportional to inverter's output voltage amplitude (S14), while keeping the output voltage frequency and torque constant.

$$U_m = 0.5U_{dc} \quad (S14)$$

Dependencies of voltage vs. frequency were determined for various motor working conditions for both – six phase and three-phase motor topologies (Fig. S10).

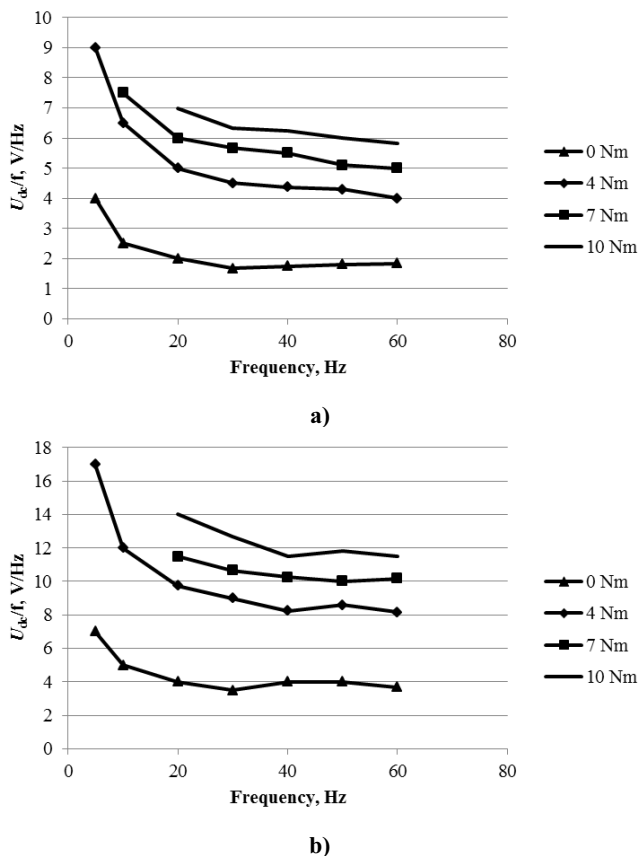


Fig. S9. Experimentally obtained U_{dc}/f ratio, which corresponds to minimal power usage of the motor, dependency on voltage frequency: a) for six phase experimental motor; b) for three-phase motor

Six phase motor has the advantage of increased reliability, i.e. motor can start and operate when there is up to three open-circuited phase windings, if the fault is not in two

consecutive windings. Experiment was performed with the motor operating with one, two and three open-circuited windings. When one or two windings are open-circuited, the unloaded motor's spin-up time is increased by a very small margin. When the load is applied to the rotor, a low frequency torque pulsations are observed, with amplitude proportional to applied torque, varying from 0.6 Nm to 2.1 Nm, and frequency reverse proportional to the torque varying from 1.6 Hz to 1.3 Hz.

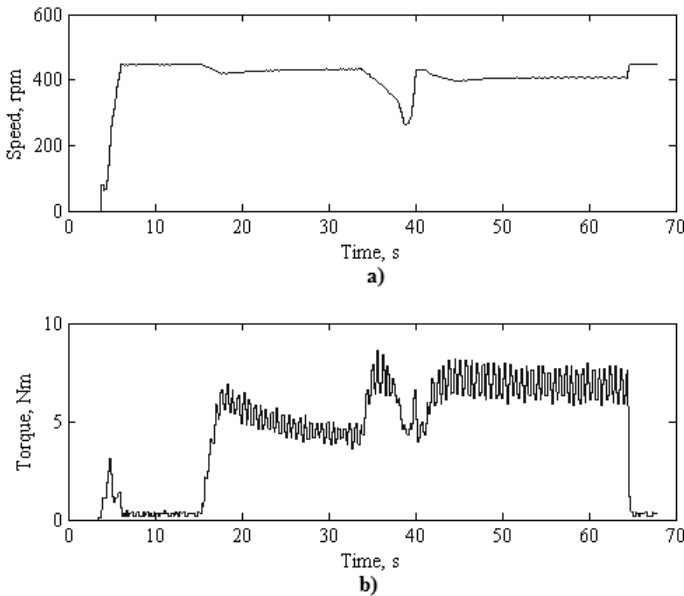


Fig. S10. Transitions of a six phase motor when phase B and D windings are open-circuited: a) motor speed; b) torque

With one failed winding, the motor can still reach its nominal torque for a given voltage and frequency, however the rotor slip increases significantly. When two windings fail, the motor can no longer reach the nominal torque. When three windings fail, the torque pulsations disappear, however motor's torque is limited to approximately half the nominal value.

General conclusions

1. There are no generalised methods for space vector modulation voltage forming in even phase number multiphase systems. Individual methods must be developed for every phase number and load topology.
2. Six-phase voltage, formed using medium space vector modulation method, has no third harmonic. The developed medium space vector modulation method is not computationally-intensive, and can be realized using low performance microcontrollers.

3. The main advantage of the proposed large vector modulation voltage forming method is that it requires the same amount of calculations as three phase space vector modulation method. However, when this method is used, the inverters output voltage contains third harmonic with an amplitude of about 15% of the main harmonic amplitude.
4. The investigation results of medium space vector modulation method show, that spectrum of simulated and experimentally obtained voltage is identical, however the main harmonic amplitude of the experimental voltage is 2.6% lower than the amplitude obtained during simulations.
5. During the experimental testing of a six phase motor it was determined that the motor can operate with up to three open-circuited phase windings if the fault is not distributed in consecutive windings.
6. When the medium space vector PWM is used and the motor with one or two open-circuit phase windings is fed with 30 Hz 95 V amplitude voltage, and is loaded with 4–10 Nm torque, torque pulsations appear. The amplitude of pulsations varies between 0.6–2.1 Nm and frequency varies between 1.3–1.6 Hz.

Priedai¹

A priedas. Bendraautorių sutikimai teikti publikacijų medžiagą disertacijoje

B priedas. Autoriaus mokslinių publikacijų disertacijos tema kopijos

¹ Priedai pateikiami pridėtoje kompaktinėje plokštelėje.

Tadas LIPINSKIS

ŠEŠIŲ FAZIŲ DAŽNIO KEITIKLIO ĮTAMPOS
FORMAVIMAS MODULIUOJANT
ERDVINĮ VEKTORIŲ

Daktaro disertacija

Technologijos mokslai,
elektros ir elektronikos inžinerija (01T)

FORMATION OF SIX PHASE FREQUENCY
CONVERTER VOLTAGE
USING SPACE VECTOR MODULATION

Doctoral Dissertation

Technological Sciences,
Electrical and Electronic Engineering (01T)

2015 12 28. 11,25 sp. l. Tiražas 20 egz.
Vilniaus Gedimino technikos universiteto
leidykla „Technika“,
Saulėtekio al. 11, 10223 Vilnius,
<http://leidykla.vgtu.lt>
Spausdino BĮ UAB „Baltijos kopija“
Kareivių g. 13B, 09109 Vilnius